EW102: A Second Course in Electronic Warfare

电子战进阶

[美] David L. Adamy 著

朱 松 王 燕 译

姜道安 孟 建 审



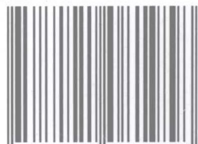
電子工業出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

http://www.phei.com.cn



ISBN 978-7-121-08195-8



定价： 22.00 元



责任编辑：竺南直
责任美编：李 雯



EW102:电子战进阶

EW102: A Second Course in Electronic Warfare

[美] David L.Adamy 著
朱 松 王 燕 译
姜道安 孟 建 审

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京 • BEIJING

版权贸易合同登记号　图字：01-2007-4582

图书在版编目（CIP）数据

EW102：电子战进阶 /（美）阿达米（Adamy, D.L.）著；朱松，王燕译.
北京：电子工业出版社，2009.2
书名：EW102：A Second Course in Electronic Warfare
ISBN 978-7-121-08195-8

Ⅰ.E…　Ⅱ.①阿…　②朱…　③王…　Ⅲ.电子战—技术　Ⅳ.E919　TN97

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2009）第 011281 号

责任编辑：竺南直　　文字编辑：侯丽平
印　　刷：北京天宇星印刷厂
装　　订：涿州市桃园装订有限公司
出版发行：电子工业出版社
　　　　　北京市海淀区万寿路 173 信箱　邮编　100036
开　　本：850×1 168　1/32　印张：8.5　字数：240 千字
印　　次：2009 年 2 月第 1 次印刷

译 者 序

电子战是指使用电磁能和定向能控制电磁频谱或攻击敌军的任何军事行动，它包含电子战支援、电子攻击和电子防护三大部分。电子战的作战对象包括雷达、通信、光电、引信、导航、敌我识别、计算机、指挥与控制以及武器制导等所有利用电磁频谱的电子设备，其作战目的是从整体上瘫痪敌信息系统和武器控制与制导系统，进而降低或削弱敌方战斗力并确保己方电子装备正常工作，增强己方战斗力。

在现代高技术战争中，电子战已经发展成为一种独立的作战方式，是不对称战争环境中具有信息威慑能力的主战武器和作战力量之一。局部战争的实践表明，电子战是现代战争的序幕与先导，并贯穿于战争的全过程，进而决定战争的进程和结局。随着军事信息技术广泛应用于现代战争的各个领域，电子战作为现代信息化战争的主要作战样式之一，其范围将更广、规模更大、强度更高、进程更加激烈。电子战必将成为未来信息战场的核心和支柱，成为掌握信息控制权、赢得战场主动权和获取战争制胜权的关键。

随着科学技术的进步和世界各国对电子战的投入不断增大，电子战技术正以史无前例的速度向前发展，新技术和新装备不断涌现，性能水平持续提高，从而促使电子战的作战领域和作战方式不断变化，电子战装备的能力也在发生着革命性的变化。

David.Adamy 是一位国际知名的电子战专家，曾在 2001 年担任过美国“老乌鸦协会”主席，现为该协会董事会成员。他在电子战及其相关领域出版了十多本专著，并在世界范围内讲授电子战相关课程，向军方和电子战公司提供咨询服务。《电子战基础》（EW101）和《电子战进阶》（EW102）是他多年来为“老乌鸦

协会”会刊《电子防御杂志》撰写的电子战讲座专栏经重新修订、补充编写而成的电子战技术专著。

《电子战进阶》（EW102）共包含七章内容，第1章：简介；第2章：威胁，包括定义、频率范围、威胁制导方法、威胁雷达的扫描特征、威胁雷达的调制特性、通信信号威胁；第3章：雷达特性，包括雷达方程、探测距离、雷达调制、连续波和脉冲多普勒雷达、动目标指示雷达、合成孔径雷达、低截获概率雷达；第4章：电子战中的红外和光电问题，包括电磁频谱、红外制导导弹、红外行扫描器、红外成像、夜视设备、激光目标指示、红外对抗；第5章，对通信信号的电子战，包括频率范围、HF传播、VHF/UHF传播、传播介质中的信号、背景噪声、数字通信、扩谱信号、通信干扰、对扩谱信号的干扰、对扩谱发射机的定位；第6章，辐射源定位精度，包括基本辐射源定位方法、角度测量方法、精确辐射源定位技术、辐射源定位精度、辐射源定位误差估计；第7章，通信卫星链路，包括卫星通信特性、术语和定义、噪声温度、链路损耗、链路性能计算、对卫星链路的干扰。书后附录了《电子战基础》和《电子战进阶》的习题及解答。

本书从最基础的数学公式开始，全面讲述了电子战所涉及的各种基础技术。全书由浅入深，图文并茂，是电子战专业的技术人员和高校师生的实用参考资料。

本书由信息综合控制国家重点实验室朱松、王燕翻译，姜道安、孟建审校，全书的翻译出版得到了中国电子科技集团公司第二十九研究所毛嘉艺所长的大力支持，在此表示衷心感谢。

由于译者水平有限，译著中肯定会存在不少错误，敬请广大读者批评指正！

译　者

原 著 前 言

EW101（电子战基础）是《电子防御杂志》上一个非常受欢迎的栏目，迄今已持续了10多年，每月都以短小的篇幅讲述电子战知识，涉及了电子战的方方面面。在其中一部分内容的基础上，通过补充了一些新素材，出版了《电子战基础》（EW101）。这本书，同其在期刊上的栏目一样，受到读者的好评。自那以后，又写了差不多60期的栏目文章，其中一些是对第一本书的内容进行更深一步的分析，而另一些则涉及全新的领域，于是现在就准备推出第二本书《电子战进阶》（EW 102）。

本书的目标读者同《电子战基础》一样，是针对新入行的电子战从业人员、电子战某一领域的专家，以及电子战外围技术领域的专家。另一大类读者就是技术管理人员，他们必须根据电子战知识来做决策。总之，本书就是针对那些希望了解电子战概况、掌握基础知识并能进行总体层次计算的读者。

谨以此书献给我亲爱的电子战同行们，无论是穿军装的还是不穿军装的。你们其中一部分人曾多次出生入死，另一部分则长期加班劳苦，你们所从事的事业是普通人无法了解的。

我们的行业是一个陌生而富有挑战的行业，更是一个前无古人、充满创新的行业。诚挚地希望这本书能帮助你在这个行业中更好地发展。

作 者 简 介

David L.Adamy 是一位国际知名的电子战专家，为美国“老乌鸦协会”《电子防御杂志》撰写了多年的 EW101 专栏。他已在军队和电子战工业领域工作了 40 多年，作为系统工程师、项目技术负责人及项目经理，直接参与了从直流到可见光各个领域、多个项目的工作。这些项目所完成的系统应用于从潜艇到太空的各种平台上，满足了多项需求。

Adamy 拥有亚利桑那州立大学的电子工程学士学位和圣克拉拉大学的电子工程硕士学位，在电子战、侦察及其相关领域出版了 10 本专著并在世界范围内讲授电子战相关课程，向军方和电子战公司提供咨询服务。他是“老乌鸦协会”董事会成员，并在 2001 年当选过该协会主席。

反侵权盗版声明

举报电话：（010）88254396；（010）88258888

传　　真：（010）88254397

E-mail：　dbqq@phei.com.cn

通信地址：北京市万寿路 173 信箱

　　　　　电子工业出版社总编办公室

邮　　编：100036

目　　录

第1章 概　论

1.1 电子战概述

电子战是确保己方使用电磁频谱、同时阻止敌方使用电磁频谱的一门技术和科学。电磁频谱是指从直流到光（及其他部分），所以电子战就涵盖了整个射频频谱、红外频谱、光谱和紫外频谱。

如图 1.1 所示，电子战传统上被分为：

- 电子支援措施（ESM）——指电子战的接收部分；
- 电子对抗（ECM）——指用于扰乱雷达、军事通信和热寻的武器正常工作的干扰、箔条和曳光弹；
- 电子反对抗（ECCM）——在雷达和通信系统设计和工作过程中所采用的对抗 ECM 作用的各种措施。

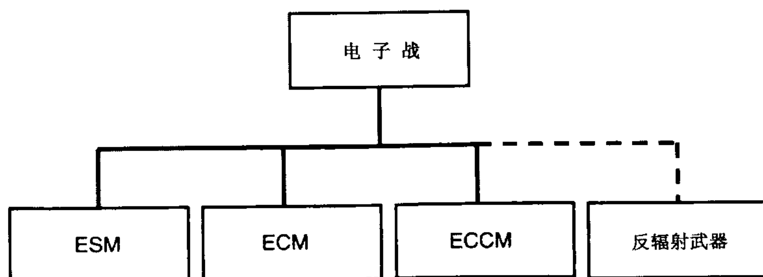


图 1.1　传统电子战分为 ESM、ECM 和 ECCM。反辐射武器没有作为电子战的一部分

尽管反辐射武器和定向能武器被认为是与电子战密切相关的，但在当时它们没有被作为电子战的一部分，而是被划分到武器类。

近几年，很多国家（但不是所有国家）对电子战领域的分类重新进行了定义，如图 1.2 所示。目前，在北约组织内部公认的定义为：

- 电子战支援（ES）——即以前的 ESM。
- 电子攻击（EA）——包括以前的 ECM（干扰、箔条和曳光弹），同时还包括反辐射武器和定向能武器。
- 电子防护（EP）——即以前的 ECCM。

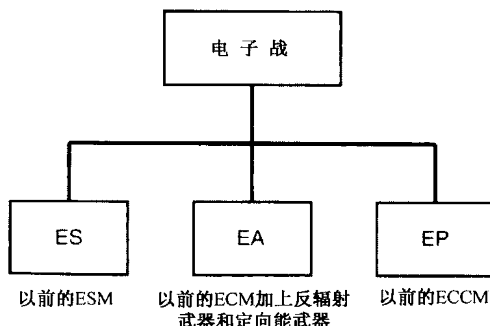


图 1.2　北约当前的电子战定义将电子战分为电子战支援、电子攻击和电子防护。电子攻击包括反辐射武器和定向能武器

ESM（或是 ES）与信号情报（SIGINT）是区分开的，尽管两者都包含对敌方辐射进行侦收。这种差别，随着信号复杂程度的不断提高正变得越来越模糊，仅仅在于对辐射的侦收目的有所不同。信号情报包括通信情报（COMINT）和电子情报（ELINT）。

- COMINT 侦收敌方的通信信号，目的在于从信号携载的信息中提取情报。
- ELINT 侦收敌方非通信信号，目的在于确定敌方电磁系统的详情以便能制定对抗措施。因此，ELINT 系统通常要在一个

的长时间段内搜集大量数据，才能支持详尽的分析。

- ESM/ES，搜集敌方信号（无论是通信信号还是非通信信号）的目的是立即对信号或与信号相关的武器采取某种行动。可以是对所接收的信号进行干扰，或是将信息传送给其他反应方实施致命打击。所接收到的信号也可以用于态势感知，即识别敌方部队、武器或电子能力的类型和位置。ESM/ES 通常搜集大量信号，以高吞吐率支持不太繁重的处理。ESM/ES 通常只确定出现了哪种已知的辐射源类型及它们所处的位置。

1.2 信 息 战

近年来发生的一个巨变就是电子战与信息战（IW）联系在了一起。电子战被认为是信息战不可分割的一部分，是其中的行动（action）部分。信息战包括用于保持己方信息系统针对敌方利用、破坏或干扰的完整性，同时利用、破坏或干扰敌方的信息系统所采取的行动，以及在应用兵力中获得信息优势的过程。

图 1.3 所示为信息战的几大支柱：心理战（PSYOPS）、欺骗、电子战、实体摧毁和作战保密（OPSEC）等。这几部分都会破坏敌方有效利用其军事力量的能力，如图 1.4 所示。图 1.5 所示的 OODA（观察、部署、决策、行动）环是采取有效军事行动所需要的过程。信息战破坏 OODA 环的前三步——电子战是采取行动的部分。本书主要讲述电子战，所以我们不深入讨论信息战，但为了在当前军事环境中有效利用电子战技术，理解电子战和信息战的关系是很重要的。

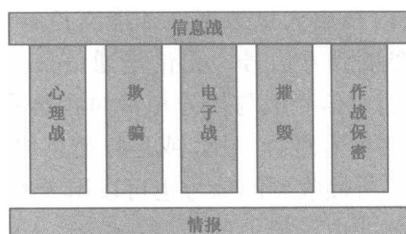


图 1.3　信息战的支柱是心理战、欺骗、电子战、摧毁和作战保密，所有这些部分都需要情报支持

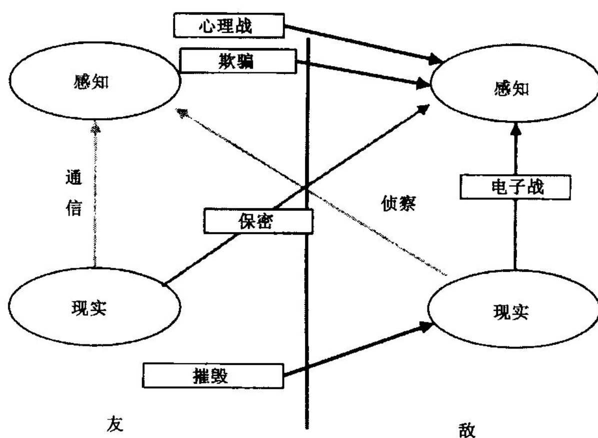


图 1.4　信息战的组成部分与敌友双方的现实及对现实的感知相关

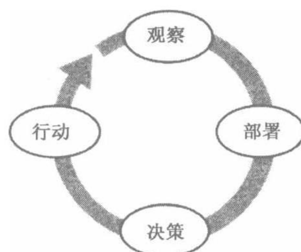


图 1.5　OODA 环是采取军事行动所涉及的过程。信息战破坏敌方过程中的前三个部分

1.3 如何理解电子战

理解电子战原理（尤其是射频部分）的关键，按本书作者的观点，就是要真正理解无线电传播理论。如果你了解了无线电信号是如何传播的，就可以合乎逻辑地理解它们是如何被截获、干扰或防护的。而如果没有真正理解信号的传播，在作者看来，要真正地进入电子战的世界几乎是不可能的。

一旦理解了一些简单的公式，如以 dB 形式表示的单向链路公式及雷达距离公式等，你几乎就可以自己解决一些电子战问题了。而如果达到了这一点，那么在面对一个电子战问题的时候，也就可以很快同时也很容易地解决这些问题了。

第2章 威　　胁

电子战从本质上讲就是对威胁做出的反应。电子战接收机设计用于探测、识别并定位威胁，而电子战对抗措施设计用于降低威胁的效果。在本章中，我们将从总体上对威胁进行分析：威胁的类型、受威胁的平台、与威胁相关的信号，以及用于对付威胁的对抗类型。

2.1 定　　义

同其他大多数领域一样，电子战是由专业人员操作完成的，使用着其自身独特的语言，而这样的语言与自然语言的常规使用是有所不同的。为避免后面讨论中出现混乱，现提出一些与电子战威胁相关的重要定义。

2.1.1 威胁与威胁信号

威胁实际上是具有破坏性的设备和系统。在电子战领域，通常是对付与威胁系统相关联的信号，因此常常将“威胁”定义为一个与真实威胁相关联的信号。尽管这可能会引起混淆，但这是电子战领域内专业人士自己的表述方式，已经沿用了很多年，而且在本书中我们将仍继续使用。

2.1.2 雷达与通信

我们经常将威胁信号分为雷达信号与通信信号，其区别之处在

于：雷达信号用于测量位置、距离和速度，而通信信号则是将信息从一处传送到另一处。虽然它们的功能完全不同，但这两种信号可以具有相类似的参数。雷达信号既可以是脉冲的也可以是连续波，而通信信号的本质确定了它是连续的（除了极少数特殊情况外）。雷达信号通常位于微波频段，但是可以低至高VHF频段并可向上扩展到毫米波段。通信信号可以携带语音或数据。它们一般被认为位于HF、VHF或UHF频段，不过有时候也出现在VLF至毫米波段。

2.1.3 威胁的类型

图2.1概括了针对受各种电子战技术保护的设施的威胁类型。注意，对该图是有一些争议的，因为一些新的威胁跨越了通常的分类范围。该图的目的是给出一般所遇到的威胁应用。如图所示，雷达制导武器是飞机和舰船的主要威胁，地面移动与固定阵地的主要威胁是激光制导武器，热寻的导弹是飞机的主要威胁。

在2.1.7一节中将讨论致命通信，它是飞机和固定设施的主要威胁，为多种类型的武器提供使能因素。

	被威胁的平台			
威胁类型	飞机	舰船	地面移动目标	固定站
雷达制导武器	●	●	◉	○
激光制导武器	○	◉	●	●
热寻的武器	●	○	◉	○
致命通信	●	◉	◉	●

● 主要威胁　◉ 次要威胁　○ 不常见

图2.1 对受电子战系统保护的设施造成威胁的各种威胁类型

2.1.4　雷达制导武器

如图 2.2 所示，雷达用于对目标进行定位并预测目标的运行轨迹，引导导弹去拦截目标。注意，导弹可以是由雷达控制的火炮发射的火箭弹或炮弹。雷达控制的武器可以采用的基本制导方法有四种。每种都有不同的雷达（或无源传感器）结构配置，针对不同的目标类型，各有其优缺点。

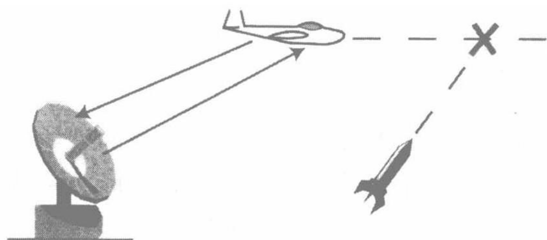


图 2.2　雷达制导的防空威胁确定目标飞机的位置和运动矢量，从而预测其飞行轨迹并采用某种制导方式引导导弹对该飞行路径实施拦截

舰船最常受到雷达控制武器的攻击。飞机或其他平台确定舰船的位置并将其识别为目标，然后向舰船发射导弹。发射导弹的平台一般随即就会脱离交战区域。当导弹距离目标足够近可以通过雷达捕获目标时，导弹就对舰船进行寻的并跟踪其运动。导弹既可以从舰船的吃水线处实施攻击，又可以在最后时刻向上跃起以便从甲板上垂直打击目标。

2.1.5　激光制导武器

图 2.3 是对一个地面移动目标的攻击示意图。同样的方法可用于攻击固定目标，如桥墩（最难修复的部位）。在这种攻击中，激光必须跟踪目标以便导弹（通常由另一个平台发射）能寻的来自目标的激光闪烁。指示平台可以是有人驾驶飞机也可以是无人机，在

整个攻击过程中它必须与目标保持在视距范围内。

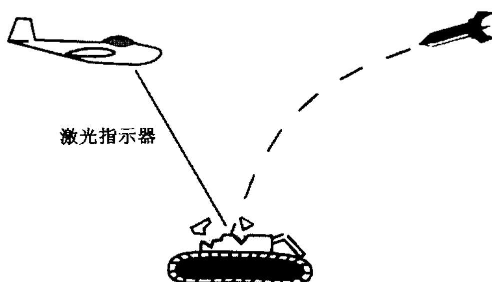


图 2.3　激光制导武器对固定或机动目标上的激光指示器的激光闪烁进行寻的

2.1.6　红外能：制导武器

任何物体都会辐射一定的红外能。物体越热，所辐射的能量就越多。由于喷气式飞机的引擎非常热，所以它就成为热寻的导弹的最佳目标。早期的导弹从飞机尾部攻击目标，对该高热源目标进行追踪。注意，能发射红外导弹的小型便携式武器对低空飞行的飞机是致命的威胁。红外导弹用于空对空、地对空和空对地攻击。现代导弹传感器能够探测并跟踪比喷气式引擎温度低很多的目标的红外能量。

2.1.7　致命通信

从字面上看，致命通信似乎有些矛盾，因为通信仅仅是传送信息而已。但是，在上述几乎所有武器中，有关目标位置的信息和引导武器到达目标的能力是位于不同的地方的。因此，传感器必须将信息传送到某种类型的攻击协调中心，协调中心将捕获和/或制导指令传送给实际攻击的武器。这样，传送该信息的通信即为致命通信。

参看图 2.4 所示的一个关于致命通信的简单实例。火炮对士兵的杀伤力比其他类型的武器要大，但通常情况下如果没有通信它就

无法对目标实施攻击。火炮根据火控中心计算的仰角、风力修正和装弹指令以非视距方式发射。火控中心根据能观察到目标及弹着点的前方观察员输入的信息修改火炮的指令。这两条通信线路都极具杀伤性。

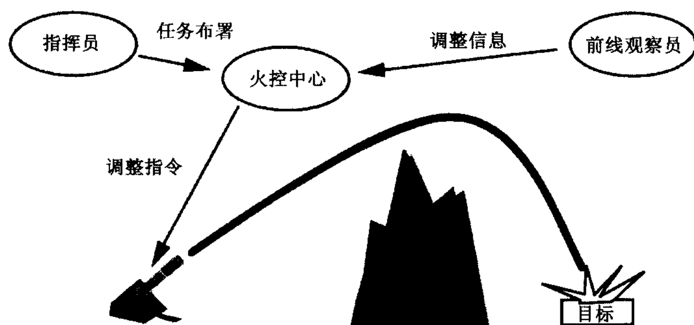


图 2.4　火炮的发射是通过前线观察员与火控中心，以及火控中心与火炮之间的致命性通信来调整目标位置的

2.1.8　雷达分辨单元

雷达分辨单元是指雷达不能区分出是一个目标还是多个目标的一个几何空间。如果在该分辨单元内存在多个目标，雷达会认定只存在一个目标，其位置是各个目标位置的加权中心。

2.2　频 率 范 围

图 2.5 所示为在 1MHz～100GHz 这个重要威胁频率范围内各频段的常用名称。该图有三栏，表示了描述频率范围三种最常用的方式。左边一栏是常用的科学划分法，你可以注意到所有频段都是按

3 的倍数划分的，这是因为每个频段都覆盖了一个数量级的波长。例如，VHF 频段范围为 30～300MHz，它对应的波长为 1～10m。

频率与波长的关系由公式 $f\lambda=c$ 确定，其中 f 为频率（Hz），λ为波长（m），c 为光速（3×10^8m/s）。

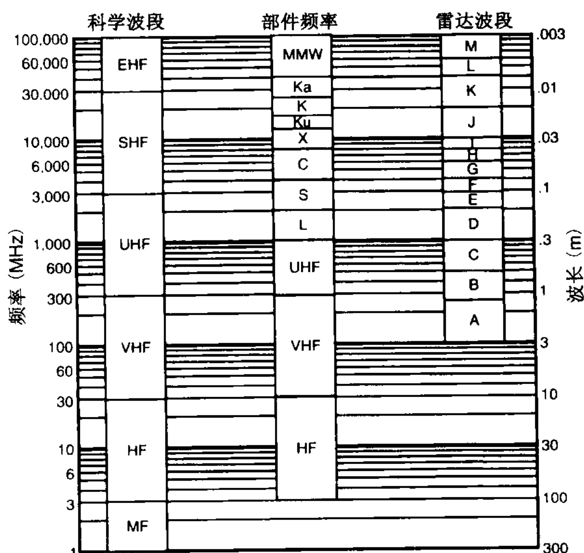


图 2.5 频段通常有三种划分方式：科学波段划分、部件频率范围和雷达波段

右边一栏是电子战所采用的频段。威胁雷达的频率通常用这些频段名称来描述。例如，D 波段覆盖 1～2GHz。

中间一栏是正式的雷达频段。需要注意的是，如天线、放大器、接收机和振荡器等部件的频率也是根据这些频段分类指定的。这些频段通常也用于描述通信频率。例如，卫星电视广播的频率为 C 或 Ku 波段。市面上用于电子战和侦察的 HF、VHF 和 UHF 宽带接收机的频率范围是在如下频率范围内变化的：HF 接收机通常覆盖 1～20（30）MHz，VHF 接收机通常覆盖 20～250MHz，UHF 接收机通常覆盖 250～1000MHz。

有一点很重要，即该图表明常用的频段名称非常容易混淆。可

以看到，C 波段既可以是 500～1000MHz，也可以是 4～8GHz。当频段名称存在混淆时，最好的措施是以 MHz 或 GHz 标出其频率。

表 2.1 描述了在每个频率范围内发生的信号活动类型。信号频率的通性在于，随着频率的提高，传输距离会更取决于视距。HF 及较低频率的信号可以绕地球传播。VHF 和 UHF 信号可以超视距传播，但会存在严重的衰减。通常认为微波和毫米波信号的传输完全取决于视距。

第二个通性就是一个信号所携载的信息量通常与发射频率成正比。这是因为所携载的信息量取决于信号带宽，而系统的复杂度（天线、放大器、接收机的性能）是带宽比（即带宽除以发射频率）的函数。因此，携载有大量信息的信号（如宽带通信、电视或雷达）其频率通常较高。

表 2.1　频率范围的典型应用

频率范围	缩写	信号类型与特性
甚低频、低频、中频（3kHz～3MHz）	VLF, LF, MF	极远距离的通信（海上舰船）。地波环绕地球。商用 AM 电台
高频（3～30MHz）	HF	超视距通信，信号经电离层反射
甚高频（30～300MHz）	VHF	移动通信、电视和 FM 广播。视距外损耗很大
特高频（300MHz～1GHz）	UHF	移动通信和电视。视距外损耗很大
微波（1～30GHz）	μW	TV 和电话链路、卫星通信和雷达。需要在视距范围内
毫米波	MMW	雷达和数据链。需要在视距范围内。在雨、雾中损耗很大

2.3　威胁制导方法

威胁系统采用四种基本的制导方法：主动制导、半主动制导、指令制导和被动制导。一个威胁系统所选定的制导类型取决于所涉及的平台的特征，以及典型的交战动力学。

2.3.1 主动制导

主动制导要求雷达（或 LADAR）由武器本身携载。反舰导弹是这类制导方式的一种重要应用。导弹一旦发射，就飞行到目标舰船所在的大致区域并开启雷达、捕获舰船并引导导弹撞击舰船。主动制导的优势在于发射导弹的平台可以在发射后立刻离开，随着至目标的距离越来越近，制导精度会变得越来越高，在近距离对其实施干扰是非常困难的（因为目标上的雷达功率与距离成反比）。

2.3.2 半主动制导

在半主动制导方式中（如图 2.6 所示），武器只具有一部接收机，发射机位于远处，比如位于发射平台上。武器锁定跟踪来自目标的反射信号。当制导形式采用的是雷达时，这就是一个双基地雷达的实际应用，在空空导弹中这是极为常见的。半主动制导的另一个重要例子是激光制导武器对地面目标激光指示器闪烁的跟踪。这种制导方式要求携载照射器的平台在交战过程中始终在场（并且与目标处于视线范围内）。

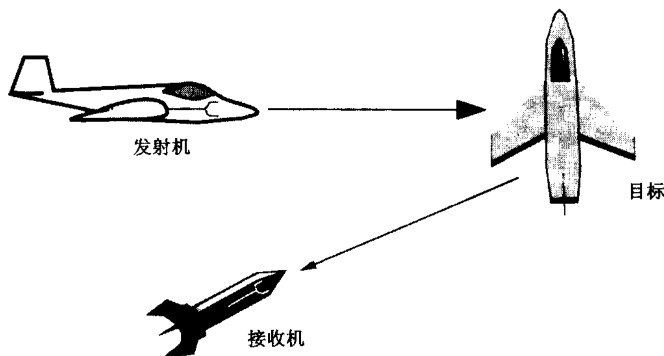


图 2.6 半主动制导包括位于武器上的一部接收机和一个远距离发射机。武器对由目标反射的信号进行寻的跟踪

2.3.3 指令制导

在指令制导方式中，传感器（通常是雷达）对目标进行跟踪以预测其运动路径。武器根据传感器获取的跟踪信息被引导至对目标进行拦截的位置，如图 2.7 所示。该武器没有关于目标位置的信息，只是根据指令到达指定位置。典型的例子就是常见的地对空制导导弹系统。一部地基雷达瞄准并引导一枚或多枚导弹。雷达控制的防空高炮通常也认为是采用的指令制导，因为其炮弹是以适当的方位角和仰角发射、定好时间在预计的飞机位置起爆的。

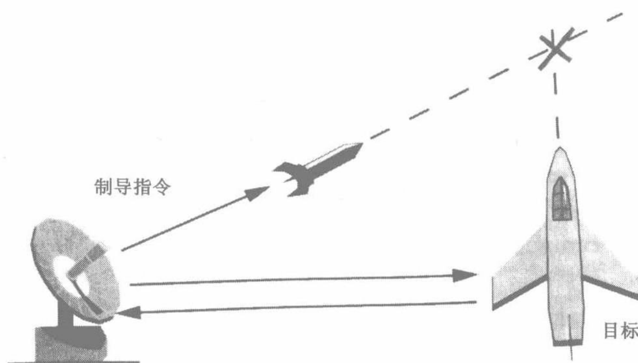


图 2.7　在指令制导中，离武器系统较远的雷达对目标进行定位和跟踪，并引导武器去截获目标

2.3.4 被动制导

采用被动制导的武器跟踪目标发出的某些辐射。典型的例子就是对雷达辐射进行寻的的反辐射导弹及跟踪目标（主要是飞机）热辐射的红外导弹。武器系统不辐射任何目标瞄准信号，所以只有一条信号路径：即从目标到武器。同主动制导一样，被动制导也可以

用于“发射后不管”的武器。因此，发射平台（包括使用肩射发射器的单兵）一旦在武器发射后可以快速离开发射区域或隐藏起来。

2.4 威胁雷达的扫描特征

雷达设计用于在特殊条件下针对特定类型的目标完成特定的功能。在电子战应用中，雷达发射信号的方式反应了该雷达的任务，这种思路是很有用的。我们将考虑地基、机载的截获雷达和跟踪雷达、引信雷达、动目标指示雷达及合成孔径雷达，并将讨论雷达扫描及对发射信号的调制，同时将它们与电子战接收机，进而与威胁雷达类型联系起来。第 3 章将对信号特征进行更详细的讨论。

2.4.1 雷达扫描

雷达对电子战接收机的扫描即为所接收信号的信号强度随时间的变化。这是由雷达天线波束的形状及其相对于电子战接收机位置的角度运动引起的。图 2.8 所示为极坐标（一维）中的雷达天线增益图，所示的天线波束相对于电子战接收机的位置是旋转的。注意，主波束和副瓣均旋转通过电子战接收机。图 2.9 所示为电子战接收机接收到的信号幅度，它随时间而变化。分析该曲线的形状就可以确定雷达的波束宽度和扫描样式。

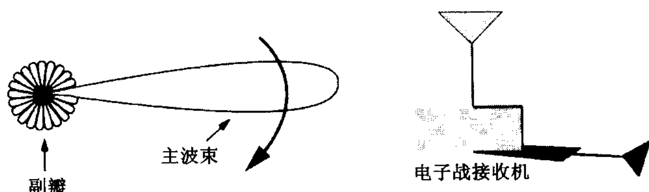


图 2.8　雷达窄波束转动通过电子战接收机时，会用其主波束和副瓣照射接收机

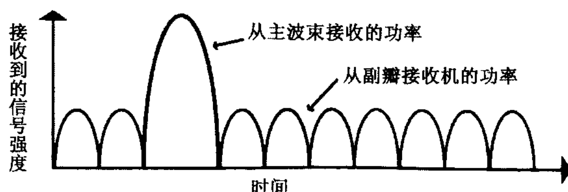


图 2.9　电子战接收机观察到的旋转天线波束将是所接收到的威胁雷达信号强度随时间的变化

2.4.2　天线波束宽度

雷达的天线波束通常较窄，以确定目标的方位和仰角。雷达需要测定的目标位置越准确，波束就要越窄。雷达分辨单元的横向长度通常为 3dB 天线波束宽度。雷达可以通过细微调整天线指向使接收到的信号强度最大，从而在其分辨单元内确定目标的实际角位置。图 2.10 显示了天线主波束所接收信号强度与时间的关系。如果天线旋转的速率已知，即可从此图推出天线的波束宽度。例如，已知天线每 5s 转一圈，且 3dB 波束宽度持续时间为 50ms，根据下式就可计算出天线波束的宽度为 3.6°：

波束宽度=波束持续时间×360°/旋转周期=50ms×360°/5sec=3.6°

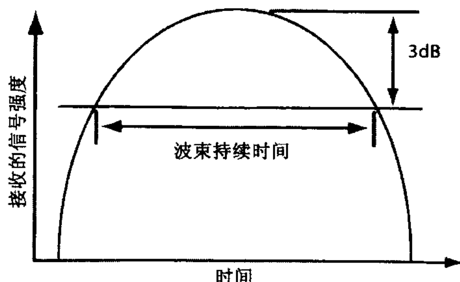


图 2.10　如果可以确定天线的旋转速率,那么就可以从信号强度小于接收机峰值功率电平 3dB 的时间推导出波束宽度

2.4.3 天线波束指向

天线指向与雷达所要完成的工作有关。如果雷达是要发现目标，则波束将扫过可能包含目标的角度区域。若雷达是在跟踪已发现的目标，那么老式雷达的波束将在围绕目标很小的角度范围内移动以完成跟踪功能。对于具有多个接收传感器的现代雷达，波束将从每个脉冲中获得角度信息使其可以跟踪目标（这就使其成为“单脉冲”雷达）。在捕获状态下，电子战接收机将把天线的移动看做接收信号强度相对于时间的变化。接收到的单脉冲雷达波束是一个恒定电平信号，同后面所要讲述的隐蔽扫描雷达的信号相类似。作为接收的雷达波束方向图的例子，我们将依次讨论地基搜索雷达、地基边扫描边跟踪（TWS）雷达、搜索模式下的机载截获雷达、圆锥扫描的跟踪雷达和隐蔽扫描的跟踪雷达。

地基搜索雷达的天线通常在方位上旋转360°，进行圆周扫描。这将使电子战接收机能观测到如图2.11所示的均匀间隔的主波束，主波束之间的时间等于旋转周期。

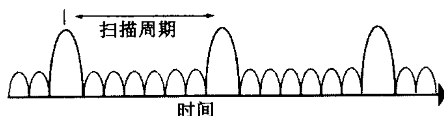


图2.11 在圆周扫描中，接收到的两个主波束间的时间间隔等于天线的扫描周期

地基边扫描边跟踪雷达覆盖的角度区域通常较大。它对其角度范围内的多个目标进行跟踪，同时继续搜索更多的目标。例如，SA-2雷达有两个扇形波束，一个测量其视场内每个目标的方位，另一个测量目标的仰角。如果天线来回扫描，接收机将扇区扫描波束看做功率与时间的关系，如图2.12所示。如果它只以一个方向扫描扇区，所记录的功率将显示均匀分布的主波束，但是它将被当做一个由其他态势引导的扇区扫描。

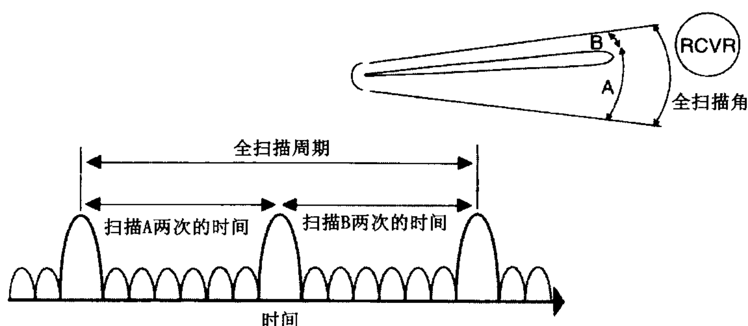


图 2.12　在扇形扫描中，天线在角区间内来回移动。这会在主波束间产生两个时间间隔。A 是接收机至扫描区右边的返回点，B 是接收机至扫描区左边的返回点

截获模式下机载截获雷达的天线通常采用的是光栅扫描。光栅扫描由通过两维角度区域的一系列水平扫描线组成，与电视显像管中波束覆盖电视屏幕的方式非常相似。如图 2.13 所示，电子战接收机将观测到类似于边扫描边跟踪雷达扇形扫描的扫描方向图，但主波束的最大幅度将随每次扫描相对于接收机位置的仰角而变化。在这个例子中，雷达波束通过位于第二条扫描线的电子战接收机位置。

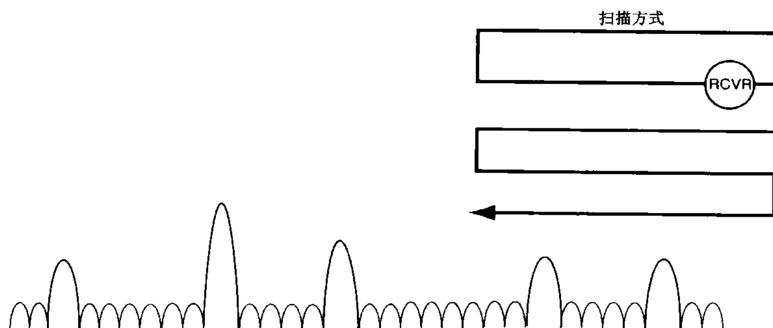


图 2.13　电子战接收机观测的光栅扫描同扇形扫描相类似，但主波束的最大幅度随着与来自接收机位置的每条水平扫描线的距离不同而变化

圆锥扫描雷达采用其天线波束的圆锥运动来获得校正数据以使目标保持在扫描的中心。如图2.14所示，接收机没有发现明显的主波束方向图，看到的只是按正弦变化的接收功率。当天线波束在距离目标最近处通过时，正弦波出现高点，使天线以将目标置于扫描中心的方向旋转。

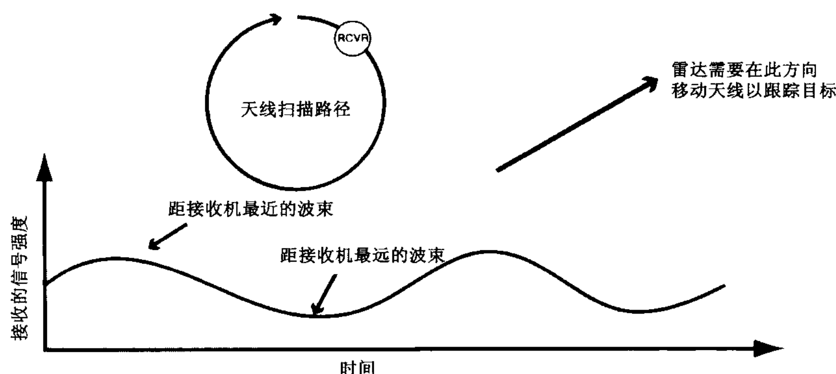


图2.14 接收机将圆锥扫描看做是接收信号功率的正弦变化

隐蔽扫描雷达采用两个天线波束（通常由同一天线产生），一个天线波束以扫描方式运动（如圆锥扫描）以接收目标的回波脉冲并计算波束控制校正值。另一个天线不扫描，但是利用来自扫描接收天线的校正信息指向目标。在这种情况下，电子战接收机发现不了任何天线扫描，但是可以看到发射天线的持续照射。

2.5 威胁雷达的调制特性

雷达信号的调制特性是由雷达的功能决定的。本节将讲述用于截获、制导和引信的脉冲雷达、脉冲多普勒雷达和连续波雷达。

2.5.1　脉冲雷达

典型的脉冲雷达输出固定的频率脉冲，频率脉冲通过静默周期分隔开，在静默周期内这些脉冲的回波会被接收。如图 2.15 所示，脉冲调制是用脉冲宽度、脉冲间隔和脉冲幅度来表述的。脉冲宽度也被称作脉冲持续时间（PD）。脉冲间隔是指从一个脉冲的前沿到下一个脉冲的前沿之间的时间。信号的脉冲间隔通常是根据脉冲重复频率（PRF），即脉冲重复间隔（PRI）来确定的，但是有时候也被称做脉冲重复时间（PRT）。只要雷达和目标位置不运动，无论是在发射机输出端、在目标处，还是在接收机所测量的脉冲宽度和重复速率都是相同的，但脉冲幅度变化很大。

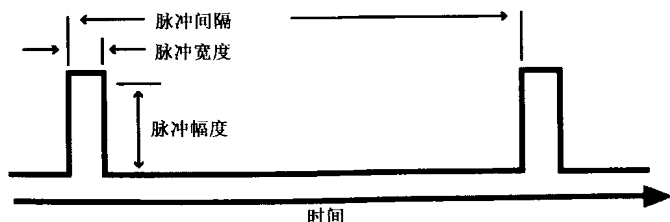


图 2.15　典型的脉冲雷达调制信号的占空因子较低，
脉冲宽度是脉冲间隔的 0.1%的量级

辐射信号的脉冲幅度即为脉冲的信号强度。随着脉冲离开发射天线，信号强度即为有效辐射功率（ERP）。当脉冲到达目标时，脉冲幅度即为施加到目标上的瞬时功率。当反射回的信号到达雷达接收机时，脉冲幅度即为所接收的信号强度。

雷达的占空比是雷达的脉冲宽度与脉冲间隔之比。常规脉冲雷达中，占空比通常从 0.1%到 20%。占空比低意味着雷达的平均输出功率远小于其峰值功率。雷达发展的一个重要趋势就是采用功能

更强的固态放大器替代行波管。这种趋势将使地面雷达或机载雷达的占空比达到 10%以上。

脉冲雷达的最大模糊距离由脉冲间隔决定。如图 2.16 所示，在发射下一个脉冲前，脉冲信号要有足够的时间到达目标，反射的信号也必须有足够的时间到达雷达。否则，就分不清接收到的脉冲是来自第一个脉冲（经远距离目标反射）还是来自第二个脉冲（经距离非常近的目标反射）。由于雷达信号是以光速（3×10^8m/s）传播的，则最大模糊距离由下式中 PRI 确定：

$$R_{\mathrm{MAX}}<0.5PRI\times c$$

其中，

R_{MAX} 为最大模糊距离（m）

PRI 为脉冲重复间隔（s）

c 为光速（m/s）

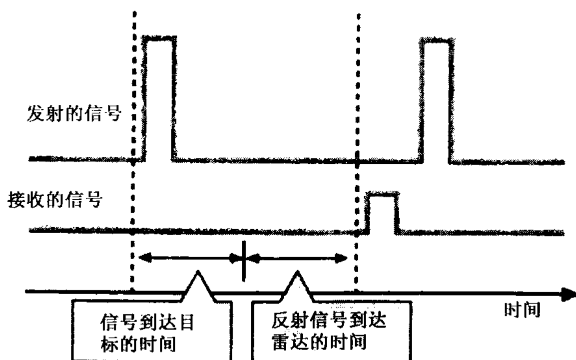


图 2.16 为了进行非模糊测距，脉冲间隔必须是信号从雷达传递到目标的时间的两倍以上

雷达的最小作用距离会受到脉冲持续时间的限制。如图 2.17 所示，在脉冲前沿抵达目标同时反射信号自目标返回雷达前，发射脉冲必须结束。当雷达发射机工作时，其接收机通常阻止信号进入接

收机，所以较长的脉冲回波信号的前沿就可能丢失。根据下式可由脉冲宽度求出最小距离：

$$R_{MIN}>0.5PW\times c$$

其中，

R_{MIN} 为最小距离（m）

PW 为脉冲宽度（s）

c 为光速（m/s）

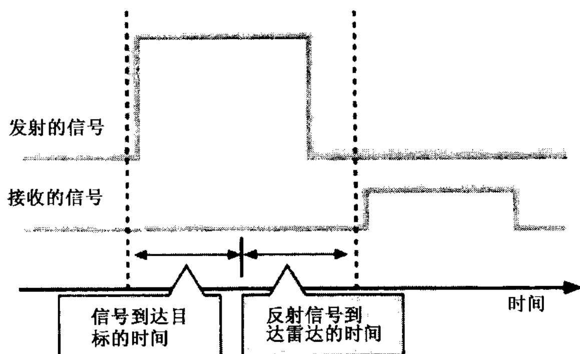


图 2.17 在最小作用距离上，在发射脉冲结束前不能开始接收脉冲

为了有效工作，雷达必须将足够的能量照射到目标上。由于发射信号的强度是随离发射机距离的平方而下降的，因此远程雷达的发射信号通常要具有很大的脉冲宽度以增强照射到目标的能量，如图 2.18 所示。

基于这样的考虑，近程雷达的发射信号往往趋向于采用较小的脉冲宽度和脉冲间隔，而远程雷达具有较大的脉冲宽度和脉冲间隔。

雷达的距离分辨率是由其脉冲宽度决定的，脉冲宽度越大，距离分辨率就越粗糙。因此，具有大脉宽的远程雷达的距离分辨率相对较低。为了提高距离分辨率，通过对发射脉冲施加频率调制或数字调制来实现“脉冲压缩”。对脉冲进行频率调制，雷达就称为线

性调频雷达，通过在接收机中进行附加处理来提高距离分辨率。数字调制即二进制移相键控，可以同每个脉冲间数字位的数量成正比地提高距离分辨率。在第3章中将讲述这些脉冲压缩技术。注意，一些现代跟踪雷达通常采用更大脉宽的脉冲压缩。

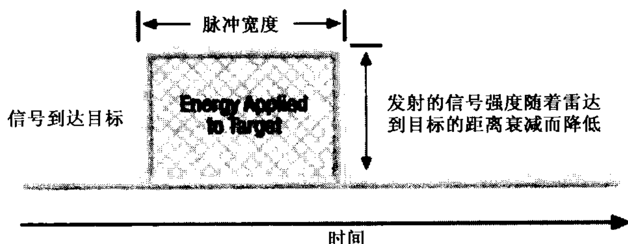


图 2.18 雷达到达目标的能量是脉冲宽度与目标处雷达信号强度的乘积

2.5.2 脉冲多普勒雷达

脉冲多普勒雷达广泛用于飞机，而且许多地基雷达也要进行脉冲多普勒处理。脉冲多普勒雷达采用相干信号。相干信号脉冲通过间隔发射连续基准信号来产生。由于信号是不连续的，故可采用单个天线（在发射期间关闭接收机），但占空比通常为 10%～40%。由于占空比大，来自目标的回波可能因为后续脉冲的发射而丢失。这通常发生在到目标的距离使来回时间等于多个脉间间隔的情况下。脉冲多普勒雷达使用几个脉冲重复频率（PRF），每个脉冲重复频率会造成一个不同样式距离的“致盲范围”。在多普勒处理中，来自在目标距离处不为空的 PRF 回波在雷达的数字处理中被用于确定到目标的距离，以及到目标的距离变化率。距离变化率信息可使雷达将目标的回波信号与下视工作模式中的地面回波信号区分开来。目标的距离变化率是目标在雷达方向相对速度的分量。多普勒原理导致雷达接收的频率发生了变化，其变化量与距离的变化率成正比。

2.5.3　连续波雷达

连续波雷达采用连续波信号而非脉冲信号，这意味着这种雷达必须使用具有适当隔离度的多部天线以确保发射机不会干扰接收机的工作。该雷达根据多普勒频移来确定目标的距离变化率，有时还采用频率调制以确定距离。

2.5.4　威胁雷达的应用

威胁雷达常分为截获雷达、跟踪雷达和引信雷达。表 2.2 列出了每种雷达的典型调制参数。

表 2.2　威胁雷达的距离与调制

威胁类型	作用距离	调制参数
截获雷达	非常远	脉冲、大脉宽、低重频（常有脉冲压缩）
跟踪雷达	较近，与武器的杀伤距离有关	脉冲、脉冲多普勒或连续波；窄脉冲、高重频
引信雷达	非常近，弹头爆炸半径的几倍	连续波或重频非常高的脉冲

截获雷达在较大范围内进行搜索以捕获目标。捕获到的目标被移交给制导雷达。这种雷达常称为预警/地面控制截获（EW/GCI）雷达，因为它们也为控制器提供目标位置以引导战斗机攻击目标。

制导雷达与武器更直接相关。制导雷达形成对目标的跟踪文件（如一系列位置和速度），这样火炮或导弹就能有效地对目标进行攻击。

引信雷达的目的是在距目标的最佳距离上引爆弹头。对位于地球表面的目标而言，最佳距离通常是一个由程序控制的距地面的距

离。对机载目标而言，雷达确定目标何时位于弹头的爆炸范围内，以便弹头爆炸时能最大限度地杀伤目标。

2.6 通信信号威胁

在电子战领域通常将与威胁有关的信号称为“威胁信号”或简称为“威胁”。正如我们以前所讨论的，通信信号是非常具有威胁性的，因而讨论通信信号威胁是很有必要的。通信信号包括话音通信信号和数字数据传输信号。

2.6.1 通信信号的特点

通信信号将信息从一处携载到另一处，因而从本质上讲它们是单程的。但是，大多数通信站都有收发机，既可以发射又可以接收，在每一个方向上都可单向传播。这对通信截获系统来说是非常重要的，因为只有发射机才能够被辐射源定位系统定位。

一般而言，通信信号是连续调制的，而且往往比雷达信号的占空比高得多。以前，通信是以调幅或调频方式在 HF、VHF 和 UHF 频段范围进行。不过，随着无人机和通信卫星的应用越来越多，微波通信信号已变得非常普遍。信号的带宽越宽，单位时间内可携载的信息就越多。信号的频率越高，可占有的带宽就越大，但其传输路径就更取决于视距。

在后面章节中，我们将介绍两种重要的通信信号来说明通信威胁的特性。它们分别是战术通信信号和数字链路信号。

2.6.2 战术通信

战术通信信号包括地对地、空对地和空对空通信。这些信号通

常位于 HF、VHF 和 UHF 频段，收发器的天线覆盖 360° 方位，如图 2.19 所示。在地基通信站中最常用的是鞭状天线，而折叠的偶极子天线常用于机载平台。非定向天线用于在不知道其他通信链路终端位置时的通信中。由于覆盖范围为 360° 的天线增益较低，所以在固定站间常采用定向天线（如对数周期天线）进行通信。这些天线可提供更高的增益并隔离掉不需要的信号。

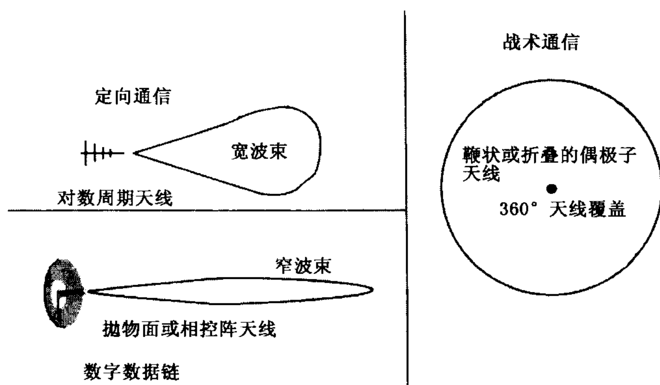


图 2.19　通信信号的天线波束覆盖取决于其应用。当站的位置未知时，采用 360° 方位覆盖天线。知道了站的位置则采用定向天线

战术通信发射机通常具有一到几瓦的有效辐射功率，链路的作用距离为数千米。注意，HF 链路的作用距离要远得多（需要的有效辐射功率也更大），这是由 HF 的非视距传播的特点决定的。由于飞机上的视距更远，故其在 VHF 和 UHF 频段的通信距离也更远。战术通信链携带的信息可以是语音或者数据，语音信息可以是数字的也可以是模拟格式的。对信息可以加密，信号可以是固定频率的或者是采用扩谱技术（最常用的是跳频技术）以免被探测和干扰。

战术通信常发生在“按键通话”（push to talk）网络。它包括工作在同一频率的几部收发器，但每次只有一个站发射。如图 2.20

所示，一个典型的网络有一个指挥站和几个下属站。大多数通信都发生在指挥站与下属站之间，指挥站以比下属站大得多的占空比进行广播。一个网络（如图 2.20 中的网络 1）通常由一个单独的军事组织使用。下属指挥网与上一级指挥网互联，如图所示。两个并置站（各属一个网络）标明了下一级指挥站的位置。下一级指挥员使用网络 1 的下属站和网络 2 的指挥站，其频率各不相同。使用精确辐射源定位技术的一个重要用途就是识别这些并置站。

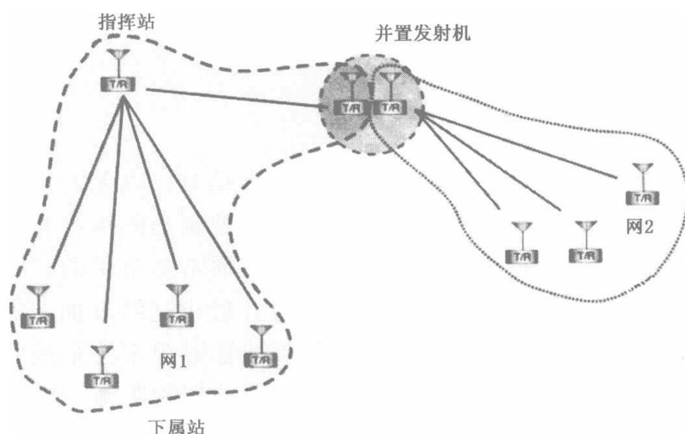


图 2.20　战术电台通常组成网络用于军事组织的指挥和控制

许多战术通信截获系统都有一个显示频率与到达角关系的显示器，如图 2.21 所示。在战场态势中，信号往往随机分散在方位和频率上，屏幕上的每个点都代表一个发射机的一次辐射。同一发射机后续的辐射将在同一频率和角度上显示出重复的击点。跳频信号是例外，它在同一到达角具有一系列频率。

这种显示积累几秒钟，就可以发现实际上通信频段的每个频率都在使用。但某一时刻，只占用了 5%～10%的信道。在战术通信搜索系统的工作中这是一个重要因素。

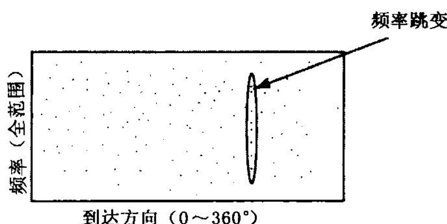


图 2.21　通信截获系统观测到的战术通信信号在频率和到达角上一般是随机分布的。在任一时刻，可能只有 5%～10%的信道被占用

2.6.3　数字数据链

数字数据链通常在微波频段传送数字信息。以无人机至控制站的链路为例，如图 2.22 所示，无人机接收控制站的指令并将载荷数据传给控制站。指挥链路（即上行链路）通常是窄带的，因为指令信号的数据率相对很低。上行链路信号一般也是经过加密的，且频谱扩展范围很大。这可以避免控制站被敌辐射源定位系统所探测和定位，并且使敌方很难对无人机或其载荷的控制实施干扰。

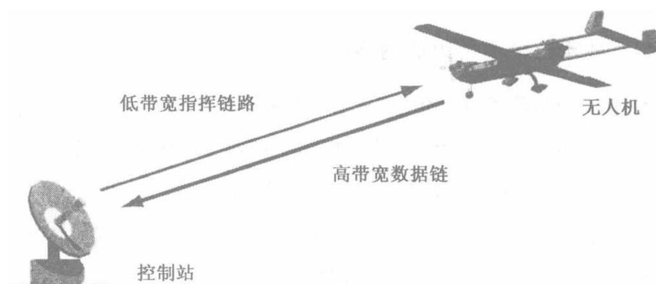


图 2.22　无人机和其控制站之间的链路通常是数字数据链

无人机至控制站的链路称为“下行链路”，又称为“数据链”，因为它传送载荷的输出数据。它通常比上行链路信号的带宽大得

多，因为要携载大量的信息。最常见的无人机载荷是成像设备（电视或前视红外），它通常需要每秒数百比特的数据率。这些信号一般是加密的，且有一定程度的扩谱保护。但是，大的数据带宽却限制了可用的频率扩展量。

上行链路天线的波束宽度通常较窄，在提供增益的同时使敌辐射源定位系统更难以截获。考虑到无人机机身的体积和空气动力性能，下行链路天线的大小会受到限制。因此，与上行链路相比，下行链路天线的增益通常更低、波束宽度更大。

2.6.4 卫星链路

卫星链路是重要的通信信号。它们一般工作在微波频段，能远距离传送语音和数据信息。大部分卫星能对多个授权用户提供同时接入，所以其信号带宽为数兆赫兹。一些卫星同时支持商业和军事用户。典型的商业应用包括电视广播和电话通信。军事卫星基本上提供同样的服务，但信号格式大为不同。适当时，可以对信号进行加密，并采用扩谱技术以防干扰。

第3章 雷达特性

本章从电子战的角度描述并讨论雷达的概念及系统。我们将观察各种类型的雷达以确定它们能做什么、如何完成这些工作，以及从一部截获接收机来观察雷达信号看上去会像什么。我们对雷达处理的讨论深度将只限于能够分析诸如分辨率、探测距离、探测能力，以及其针对干扰的易损性等。附录C中推荐了几本参考书籍，它们能对雷达原理及其系统提供更详细的描述。

3.1 雷达方程

雷达方程通过确定物体相对于雷达位置和方位的距离与角度位置来定位物体。一部雷达确定到某个物体（我们将其称作目标）的距离是通过测量光速传播的信号往返目标的时间来完成的，如图3.1所示。到目标的距离等于光速乘以自发射一信号到接收到由目标反射回来的同一信号所用时间的一半。

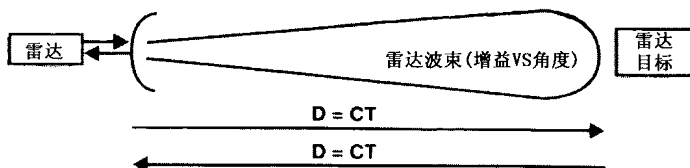


图3.1　雷达通过测量传播时间来确定到目标的距离，通过比较回波信号的幅度与雷达天线方位来确定目标的角度位置

雷达通过定向天线来确定目标的角度位置，定向天线具有增益方向图，随着与天线视轴的夹角不同而变化。因为天线方向相对于目标是变化的，所以比较回波信号的幅度就可以计算出雷达位置到目标的水平和/或垂直角度。如果雷达天线的视轴缓慢扫过目标的角度位置，当测到接收信号的幅度最大时，就能确定目标是在雷达天线所指的方向上。

同许多问题一样，仅从字面上来理解以上概述并不总是成立的。例如，某些雷达可在时域处理回波信号而得到附加的角度信息。尽管处理过程可能相当复杂，但某些隐含的机理仍源自基本的测量方程。

雷达的另一个特性是它寻求与所测得的被跟踪物体位置的历史记录保持一致。如果跟踪物体相对于雷达是运动的，雷达处理将预计跟踪目标继续沿着过去几次测量中的路径运动。

3.1.1 雷达类型

雷达可根据调制类型或用途进行分类。根据基本的调制类型，雷达可分为脉冲雷达、连续波（CW）雷达、连续波调制雷达或脉冲多普勒雷达等。尽管雷达的用途广泛，但电子战感兴趣的主要用途有：目标搜索、目标跟踪、测高、地形测绘、动目标检测和数据融合。

雷达还有一些特性或属性可用以对其进一步区分。从电子战角度考虑有意义的几种划分包括：

- 雷达工作可以是单基地的（发射机和接收机位于同一地点），也可以是双基地的（发射在一个位置，接收在另一个位置）。
- 单脉冲雷达通过每个接收到的脉冲（而不是几个脉冲序列）的信息测量目标的角度。
- 边扫描边跟踪雷达能在一个或多个目标进行跟踪的同时继续寻找更多目标。

- 合成孔径雷达利用天线的运动及先进的处理产生高分辨率的雷达地图。

3.1.2 雷达的原理框图

为便于讨论某些对电子战来说很重要的雷达问题，这里考虑三种基本的雷达原理图。

图 3.2 是脉冲雷达最基本的原理框图。脉冲雷达以低占空比发射短促的高功率射频信号。由于脉冲只发射极短时间，所以发射和接收可共用同一天线。调制器产生脉冲使发射机输出一高功率射频脉冲。天线收发转换开关将发射脉冲传送给天线，并将接收到的反射脉冲传送给接收机。注意发射脉冲的功率远大于接收脉冲的功率，因此必须有某种预防措施以避免在脉冲发射期间接收机受到反射能量的影响。接收机对收到的脉冲进行检测并将其传送给处理机。处理机利用所接收的信号幅度进行跟踪，保证天线始终指向目标。该处理机还可进行距离跟踪以使雷达对准单个目标。有关目标的位置信息被输出到显示器上。控制输入包括工作模式和目标选择。

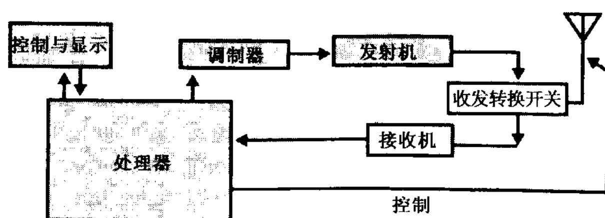


图 3.2　脉冲雷达的发射机和接收机共用一个天线

图 3.3 是连续波雷达的原理框图。它与脉冲雷达的不同之处在于其信号始终存在。这就意味着它必须具备两个天线，因为它在发射信号的同时还必须接收相当微弱的回波信号。两个天线必须有足够大的隔离度以免发射信号将接收机饱和。接收机将接收到的信号

频率与发射信号的频率进行比较，从而确定由目标相对速度引起的多普勒频移。发射机加上调制就能测距。同脉冲雷达一样，处理机完成目标跟踪、天线控制、与控制及显示器的接口等功能。

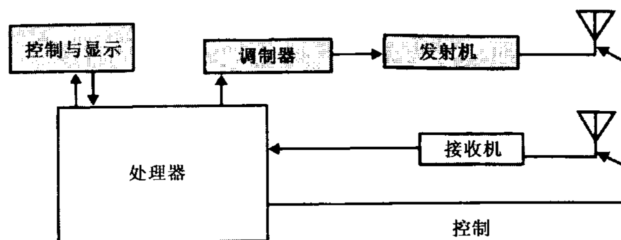


图 3.3　连续波雷达必须具备分离的发射天线和接收天线

图 3.4 是脉冲多普勒雷达的原理框图。它与脉冲雷达的不同之处是其发射的脉冲是相干的。这意味着发射的脉冲是相同信号的延续，所以具有相位一致性。因此，接收机能相干地检测回波脉冲。正如以前讨论的通信信号一样，相干检测通常具有很大的灵敏度优势。它还可测量多普勒频移，因而能测量目标的相对速度。

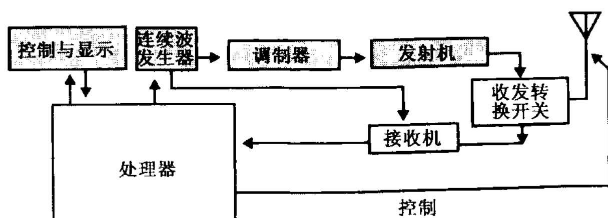


图 3.4　脉冲多普勒雷达发射相干信号，并且对回波信号进行相干处理

3.2　雷达距离方程

雷达距离方程广泛用于描述到达雷达接收机的信号能量，它与发射机的输出功率、天线增益、雷达截面积、发射频率、雷达照射目标的时间及雷达至目标的距离有关。该方程的通用形式如下：

$$SE=\frac{P_{AVE}G^2\sigma\lambda^2T_{OT}}{(4\pi)^3R^4}$$

其中，

SE=接收到的信号能量（瓦秒）

P_{AVE}=平均发射功率（峰值功率×占空比）（W）

G=天线增益（不以 dB 为单位）

λ=发射脉冲的波长（m）

σ=目标的雷达截面积（m^2）

T_{OT}=脉冲照射目标的时间

R=到目标的距离（m）

但是，在电子战中，考虑雷达接收机的接收功率通常更有用。它也可以称作雷达接收功率方程，也常被（不正确地）叫做雷达距离方程。这是当我们计算干信比时所使用的方程。图 3.5 所示了雷达信号的路径，它与功率方程式有关。假定发射机和接收机位于同一位置且具有相同的天线增益。该方程式最常见的形式如下：

$$P_R=\frac{P_TG^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3R^4}$$

其中，

P_R=接收到的功率（任意功率单位）

P_T=发射机功率（相同的功率单位）

G=天线增益

λ=发射信号的波长（m）

σ =目标的雷达截面积（m^2）

R=雷达至目标的距离（m）

该方程另一种不太相同的形式是采用发射模式的天线增益和接收模式的天线面积来表示（此方程与频率无关），如下式所示：

$$P_R=\frac{P_TGA\sigma}{(4\pi)^2R^4}$$

其中，A=接收天线的截获面积。

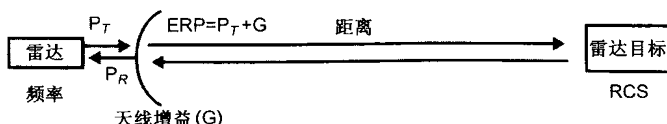


图 3.5 雷达的距离方程决定了进入雷达接收机的功率，它与发射功率、天线增益、发射频率、目标的雷达截面积和雷达至目标的距离有关

电子战中常用的一种雷达功率方程是通过将上述第一个方程转换成 dB 形式而推导得出的，其中接收功率用 dBm 表示，距离的单位为 km，频率的单位为 MHz。

用 c/f（光速除以频率）替换λ 可将波长转换为频率。然后将常数和转换系数组合为：

$$c^2/[(4\pi)^3(1000\ \text{m/km})^4(1\ 000\ 000\ \text{Hz/MHz})^2] = 4.5354\times10^{-11}$$

此值转换为 dB 形式，其结果为−103.43dB 。那么，雷达的功率方程变为：

$$P_R = -103+P_T+2G-20\log_{10}(F)-40\log_{10}(D)+10\log_{10}(\sigma)$$

其中，

P_R=接收到的功率（dBm）

P_T =发射机输出功率（dBm）

G =天线增益（dB）

F =发射频率（MHz）

D =雷达至目标的距离（km）

σ =雷达截面积（m^2）

注意，在 dB 形式的雷达功率方程中，常数降低为 103。如果计算精度不需要优于 1dB，这是合适的。否则，可以采用 103.43。在 dB 方程中将 $\log_{10}(X)$缩写为 $\log(X)$也是常用的。请注意这类方程仅在所用单位完全正确的情况下是准确的。如果采用其他单位，如距离采用海里，那么就需要对常数进行修正。

3.2.1 雷达截面积

目标的雷达截面积（RCS）通常用符号σ表示，它是目标的几何截面积、反射率和方向性的函数。

- 几何截面积是雷达所观测到的目标大小。
- 反射率是离开目标的功率与照射目标的功率之比。其余的功率都被吸收。
- 方向性是散射回雷达方向的功率与假定总的反射功率是全向反射时反射到雷达的功率之比。

RCS 的表达式为：

$$\sigma = \text{几何截面积} \times \text{反射率} \times \text{方向性}$$

实际目标（如飞机和舰船）的 RCS 是实际物体各部分发射量的矢量和。它通常随角度不同而极不规则，并随雷达频率的变化而变化。

一个目标的雷达截面积既可以在 RCS 室中测得也可以通过计算机仿真确定。RCS 室是一个装有专门仪器的微波暗室，用于测量真实目标、局部目标或者目标的比例模型的雷达回波。计算机的 RCS 模型是通过采用大量发射面（圆柱或圆盘等等）来表示目标建立的，并通过所有这些表面相位已调整的复合反射来计算总的 RCS。

如图 3.6 所示，在雷达信号的传输路径上存在一个有效的“增益”，它是 RCS 的函数。该增益的表达式如下：

$$G = -39 + 20\log(F) + 10\log(\sigma)$$

其中，

G=离开目标的信号与到达目标的信号（两者都以全向天线为准）之比（dB）

F=传输频率（MHz）

σ=目标的雷达截面积（m^2）

图 3.7 显示了一架典型飞机的 RCS 与航向面上角度的关系。图 3.8 显示了一艘典型舰船在大约 45° 仰角时的 RCS，它与船首的水平面夹角有关。图表的单位是 dBsm[也就是相对于 $1m^2$ RCS 的 dB

数，或者 10log（RCS/1m²）]。注意，这些 RCS 图会随着所涉及的飞机和舰船类型的不同而有很大差别。新型“隐身”平台的 RCS 会非常小。

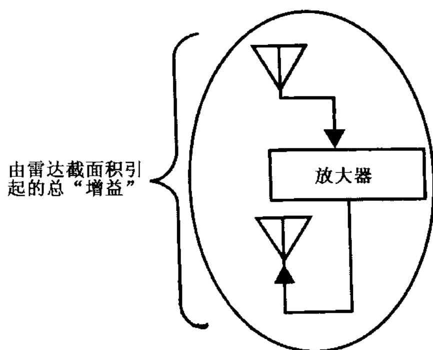


图 3.6 雷达截面积产生一有效的信号“增益”，在功能上类似两个天线增益与放大器增益之和

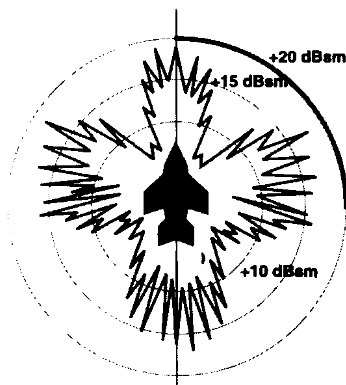


图 3.7 老式飞机前部和后部的雷达截面积较大，这是因为雷达能“看见”发动机。由于机身及机翼与机身间部位的横截面较大，所以飞机侧面的雷达截面积也较大。现代飞机在设计中减小了这两种影响，旨在降低 RCS

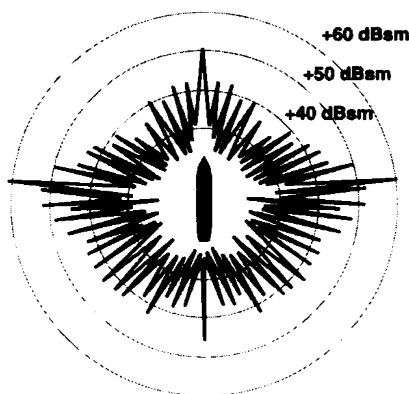


图 3.8 舰船的雷达截面积一般是左右对称的。其特点是垂直船首90°处的 RCS 很大，船首至船尾方向的 RCS 相对较小

3.2.2 雷达探测距离

为了确定雷达能够探测的目标距离，必须考虑另一个值：雷达接收机的灵敏度，其定义是接收机能履行其特定功能时所能接收到的最小信号电平（如图 3.9 所示）。

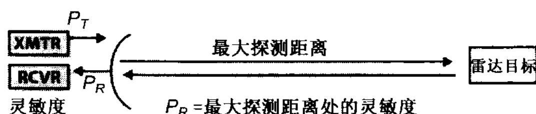


图 3.9 当雷达接收机接收到的功率被调至与接收机灵敏度相等时，用雷达距离方程可以求出最大探测距离

为了确定探测距离，设定在任何形式的雷达距离方程中所接收的功率等于接收机的灵敏度，从而求出该距离。假如我们采用 dB 形式的距离方程，则：

$$P_R=\text{灵敏度}=-103+P_T+2G-20\log(F)-40\log(d)+10\log(\sigma)$$

那么：

$$40\log(d) = -103 + P_T + 2G - 20\log(F) + 10\log(\sigma) - \text{灵敏度}$$

$$d = 10^{[40\log(D)/40]} = 10^{[(-103+P_T+2G-20\log(F)+10\log(\sigma-\text{灵敏度})/40]}$$

3.3 探测距离与可探测距离

雷达的探测距离是雷达能探测到一个目标的距离。雷达的可探测距离是雷达的信号能够被一部电子战接收机或侦察接收机接收并探测到的距离。这两个距离的大小都是与所处的环境非常相关的。雷达的探测距离是雷达参数和目标的雷达截面积的函数。

为了确定雷达的可探测距离，需要知道：接收机位于目标处还是远离目标？探测雷达的接收机系统的参数是多少？

如图3.10所示，目标位于雷达天线的主瓣内。雷达要么跟踪目标，使其始终位于雷达主波束的峰值处，或者使主波束扫过目标位置。这意味着雷达探测距离方程（见3.2节）是适用的。假设接收功率等于灵敏度，则可求出距离：

$$40\log(d) = -103 + P_T + 2G - 20\log(F) + 10\log(\text{RCS}) - \text{Sens}$$

其中，

d=雷达至目标的距离（km）

P_T=雷达的发射机功率（dBm）

G= 雷达天线增益（dB）

f= 发射频率（MHz）

RCS = 目标的雷达截面积（m^2）

Sens = 雷达接收机的灵敏度（dBm）

由下式可求出距离（d）：

$$d = 10^{[40\log(d)/40]} \text{ 或 } [40\log(d)/40]\text{的反对数}$$

利用科学计算器，输入40log（d）的值，除以40然后按“＝”键，则很容易求出d的值，然后第二个函数，再log。不过，除非

我们知道（或估计出）雷达接收机的灵敏度，否则无法确定该距离。

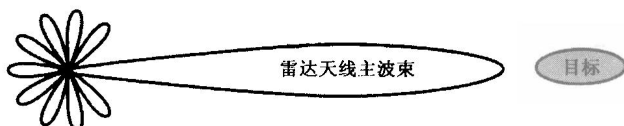


图 3.10　雷达天线的最大增益点不是跟踪目标就是扫过目标

3.3.1　雷达接收机灵敏度的估计

在电子战应用中，雷达接收机的实际灵敏度通常是不知道，因此为了得到雷达的探测距离，必须估计接收机的灵敏度。接收机灵敏度的定义是接收机正常工作时可以接收到的最小信号电平。灵敏度高表示接收机能接收到非常低的信号电平。

如图 3.11 所示，任何一部接收机的灵敏度是 kTB、接收机噪声系数和所需的雷达信噪比的乘积（即分贝数的和）。kTB 是接收机内部的热噪声，它由接收机的带宽确定，如下式所示：

$$\text{kTB}=-114\text{dBm}+10\log（带宽/1\text{MHz}）$$

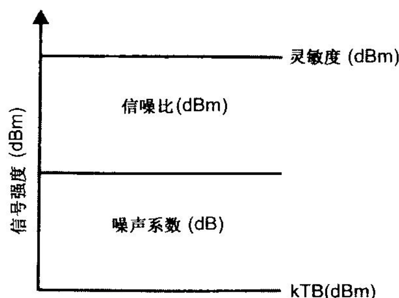


图 3.11　接收机的灵敏度是 kTB、噪声系数与所需信噪比的分贝数之和

如果已知雷达的带宽，利用该式即可计算出 kTB。此外，还可利用下式由雷达的脉冲宽度估计出雷达的带宽。

$$带宽 \cong 1/脉冲宽度$$

如果不知道实际所需的信噪比值，可假定其为≈13dB（典型值）。噪声系数的典型值可以是5dB。

例如，若雷达脉冲宽度是1μs，带宽假定为1MHz。那么，kTB就是−114dBm。取噪声系数和信噪比的典型值来求灵敏度：

$$\text{Sens}=-114\text{dBm}+5\text{dB}+13\text{dB}=-96\text{dBm}$$

3.3.2 雷达探测距离的计算范例

这个计算范例将用到上面讲到的方法。

若灵敏度为−96dBm，其他的雷达参数如下：

$P_T = 100\text{kW}$ (即+80dBm)

$G = 30\ \text{dB}$

频率= 10 GHz

目标的雷达截面积= 10m^2

将这些值代入 $40\log(d)$的表达式：

$40\log(d)=-103+80\text{dBm}+2(30)\text{dB}-20\log(10\,000)\text{dB}+10\log(10)\text{dB}-(-96\text{dBm})=-103+80+60-80+10+96=63\text{dB}$

所以

$$d=\text{antilog}[40\log(d)/40]=\text{antilog}[1.575]=37.6\text{km}$$

3.3.3 可探测距离

现在我们讨论雷达信号可被接收机探测的距离。我们讨论两种情况：一个是位于目标处的雷达告警接收机（RWR）。第二就是远离目标的电子情报（ELINT）接收机。这两种情况均示于图3.12。我们将确定两种情况下的探测距离并分别与雷达的探测距离做比较。

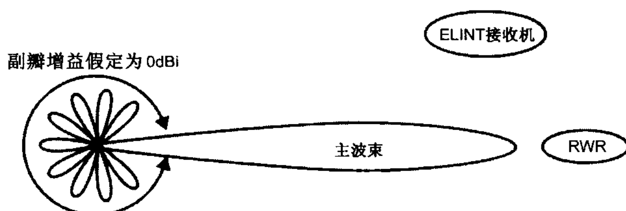


图 3.12　由于 RWR 位于目标处，故它能检测到雷达天线的主瓣。而 ELINT 接收机通常要探测雷达天线的副瓣

3.3.3.1　雷达告警接收机的探测距离

RWR 设计用于探测与威胁相关的雷达信号以保护目标不受这些威胁的攻击。RWR 必须检测大量雷达信号，且这些信号可能来自各个方向。由于雷达天线主波束的峰值指向目标，所以 RWR 能检测到雷达天线的峰值增益。因为 RWR 对任一特定雷达不可能都是最优化的，故其带宽必须足够宽以便能接收预期的脉冲宽度最窄的信号。因此 RWR 的典型视频带宽为 10～20MHz。射频带宽通常为 4GHz，所以如果存在射频增益（有些有，有些没有），其噪声带宽将是几百兆赫兹，由下式决定：

$$BW_{EFF} = \mathrm{Sqrt}(2B_{RF}B_{VID})$$

其中，

BW_{EFF}=有效带宽

B_{RF}=射频带宽

B_{VID}=视频带宽

例如，如果射频带宽为 4GHz，视频带宽为 10MHz，则有效带宽为：BW_{EFF}=Sqrt(2×4000×10)=283MHz。

如果没有射频增益，那么视频带宽就是接收机的有效带宽。由于信号会来自各个方向，所以 RWR 采用具有宽带宽的天线。天线也必须具有宽的频率覆盖范围。这两个因素结合在一起就说明

RWR 天线具有低增益（频率最高处大约为 2dBi，最低处大约为 −15dBi）。一个典型的 RWR 天线在 10GHz 处具有大约 0dBi 的峰值增益。由于这些天线都是组合使用的，所以对任何方向的到达信号而言，RWR 系统的有效天线增益因子（10GHz 处）为 0dBi。

雷达与 RWR 的链接关系如图 3.13 所示。RWR 的接收功率如下：

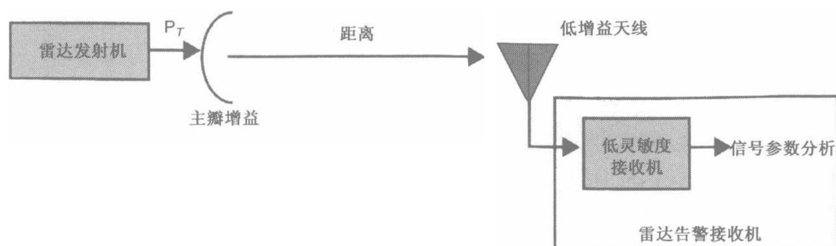


图 3.13 RWR 一般采用低增益天线和低灵敏度接收机来探测和识别其主瓣内的大量雷达信号

$$P_R=P_T+G_M-32-20\log(F)-20\log(d)+G_R$$

其中：

P_R =接收功率（dBm）

P_T =发射功率（dBm）

G_M =雷达天线的主瓣峰值增益（dB）

f =发射频率（MHz）

d =雷达至接收机的距离（km）

G_R =接收天线增益（dB）

为了确定接收机的探测距离，假设接收功率等于接收机灵敏度，然后求出该距离。

$$P_R=\text{Sens}=P_T+G_M-32-20\log(F)-20\log(d)+G_R$$

$$20\log(d)=P_T+G_M-32-20\log(F)+G_R-\text{Sens}$$

然后，由下式求出 d：

$$d=10^{[20\log(d)/20]}\text{或}[20\log(d)/20]\text{的反对数}$$

最常见类型的 RWR 采用的是前置放大的晶体视频接收机，其灵敏度约为−65dBm。依据前面的雷达参数值，其探测距离为：

$$20\log(d)=+80+30-32-20\log(10\,000)+0\text{dB}-(-65)=63\text{dB}$$

$$d=\text{antilog}(63/20)=1413\text{km}$$

雷达的可探测距离与探测距离的比值非常大，约为 37.6。

3.3.3.2 ELINT 接收机的探测距离

ELINT 接收机通常不在雷达天线的主瓣内。因此发射机的天线增益等于雷达天线的副瓣增益，通常假定对于较老型号雷达，其窄波束天线的副瓣为 0dBi，对于许多现代雷达威胁，其副瓣最多要低 20dB。0dBi 增益意味着副瓣增益比主瓣增益低，所低的值就等于主瓣增益。

ELINT 接收机通常是窄带接收机，所以其灵敏度可由 kTB、噪声系数和所需信噪比算出。同 RWR 一样，ELINT 接收机必须接收大量雷达信号，故其视频带宽需要大约 10MHz。注意大多数 ELINT 系统采用的是超外差接收机，其前端带宽宽，不过超外差接收机每一级的带宽通常都要比处理级窄。关于超外差接收机有效带宽的一条通用准则就是其约等于最后预测的带宽（对于调幅探测而言等于视频带宽的两倍）。因此，kTB 为−104dBm [−114 + 10log(20)] = −101dBm。其噪声系数和所需的信噪比应与雷达的噪声系数和所需信噪比（分别设为 10dB 和 13dB）大致相同，所以典型的 ELINT 接收机的灵敏度可由下式确定：

$$\text{kTB}+\text{NF}+\text{SNR}=-101\text{dBm}+10\text{dB}+13\text{dB}=-78\text{dBm}$$

ELINT 接收机系统应当有一个增益适中（大约 10 dB）的天线。从 RWR 的距离方程可以推导出 ELINT 有效距离方程如下：

$$20\log(d)=P_T+G_S-32-20\log(F)+G_R-\text{Sens}$$

其中，G_S 为雷达天线的副瓣增益（假设为−10dB）。

$$20\log(d)=+80-10-32-20\log(10\,000)+10-(-78)=46$$

$$d=\text{antilog}(46/20)=200\text{km}$$

由于前面算出雷达探测距离为37.6km，故这种情况下雷达的可探测距离与探测距离之比约为5.3。

3.4 雷达调制

对雷达信号进行调制可让雷达测量与反射其发射信号的目标之间的距离。由于电磁信号以光速（约为 3×10^8m/s）传播，故从雷达到目标的距离可通过测量信号的往返时间来确定。该距离等于自发射信号到接收信号所用时间的一半与光速的乘积，如图3.14所示。

一个非常实际的问题是确定信号的发射时间和回波的接收时间。由于单频连续波（CW）信号每隔一个波长重复一次（对微波信号而言，其波长远小于1m），故测量雷达信号经目标返回的传播延迟时间是没有用的。但是，对频率很低的信号进行调制，可在所需的时间间隔（毫秒量级）内提供可供测量与比较的参数。

可采用的调制类型有许多，可分为脉冲、线性调频、二进制调制和噪声（或伪噪声）调制等。未调制的连续波可测量雷达与目标间的相对速度，这是非常有用的，以后将详细讨论。

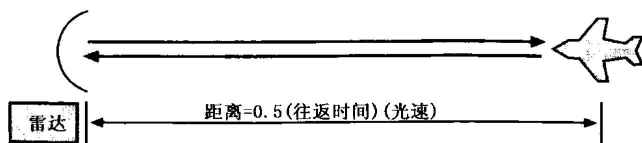


图3.14 雷达测量其到目标的距离，该距离与信号往返传播的时间有关

3.5 脉冲调制

如图3.15所示，一个脉冲是具有相当明晰“开启—断开”特性的短发射信号。在其基本形式中，脉冲具有固定的射频，以脉宽（即

脉冲持续时间）和脉冲重复间隔（或脉冲重复频率）为特征。其工作比（脉冲持续时间/脉冲间隔）相对较低。脉冲提供了信号中明显可测的时间事件。所测量的事件可以是全脉冲（假如雷达接收机具有足够大带宽）或脉冲的前沿。两种情况下，都容易测得从发射脉冲到接收回波脉冲所用的时间。

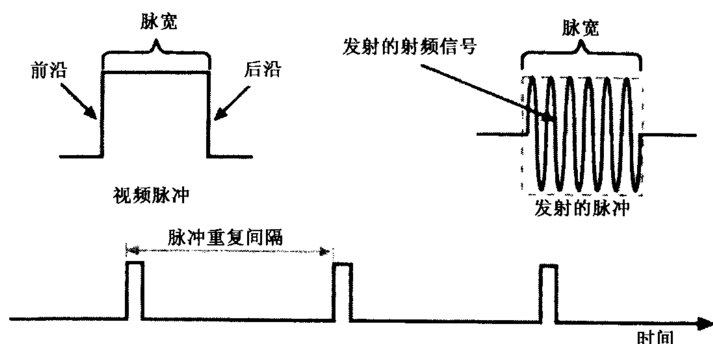


图 3.15 脉冲（视频）开启射频发射机，经过一个脉冲持续时间在脉冲重复间隔后再次开启

脉冲雷达有很大优势，其接收机在脉冲发射期间可以关闭。这使雷达能用一个单独的天线进行发射和接收，并避免接收机被饱和或损坏。

脉冲重复速率决定了雷达的最大非模糊测距距离，如图 3.16 所示。如果在目标的第一个反射脉冲到达雷达前发射第二个脉冲，则延迟时间的测量应从发射第二脉冲开始到接收到第一脉冲终止。因此，信号的往返传输时间是没有精确测量的（假定是同一脉冲）。

脉冲持续时间决定着雷达能探测到信号的最小距离。在脉冲后沿离开发射机前（加上一定的保护时间）接收机不开机。在脉冲后沿被发射前，反射脉冲的前沿不能抵达接收机。

脉冲宽度还决定着雷达的距离分辨率，即两个目标间的距离差，它使雷达能够确定有两个目标存在，如图 3.17 所示。考虑脉

冲位于两个目标附近的情况，对接收机（和处理机）而言，第一个目标和第二目标间的往返距离必须大于脉冲宽度才能将两个回波分开。

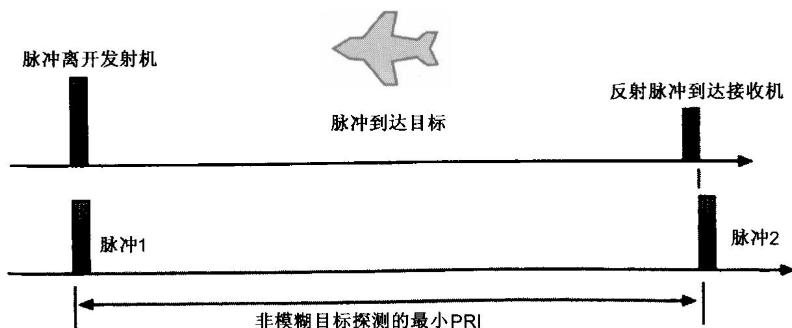


图 3.16 雷达信号的 PRI 限制了非模糊距离，因为每个反射脉冲都必须在发射另一个脉冲前被接收

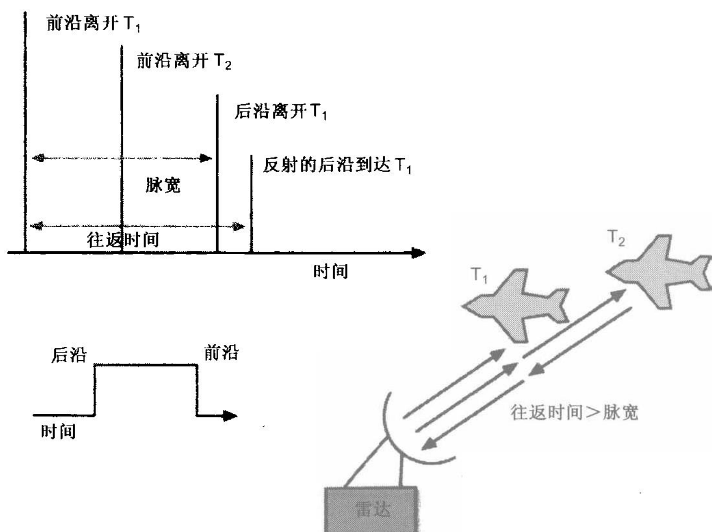


图 3.17 两个目标间的往返传输时间必须大于脉冲持续时间以使雷达能探测两个不同的目标

3.5.1 对脉冲的无意调制

仔细观察一个雷达脉冲可以发现它具有一个上升时间和一个下降时间。上升时间是指脉冲的发射功率从 10%上升到 90%所需要的时间。下降时间正好相反（对后沿而言）。也可能存在振铃（ringing）或其他包括无意频率调制在内的无意调制效应。这些效应对电子战系统而言是非常重要的，能用于进行特殊辐射源识别（SEI），而这些效应对雷达脉冲的基本功能是没有影响的。

3.5.2 脉冲压缩

脉冲压缩是提高长脉冲雷达距离分辨率的一种方法。压缩的效果如图 3.18 所示。注意脉冲压缩雷达用于远距离探测，因此它需要高能量的脉冲。它的峰值功率将尽可能的高，然后脉冲能量的增加将依靠大的脉冲宽度。雷达的探测能力是其发射峰值功率的函数，但是它的探测距离是被目标反射的总发射功率的函数。大脉宽的脉冲被目标反射，但是其距离分辨率却由接收机中的压缩功能生成的窄脉冲得以提高。获得脉冲压缩有两个重要的方法。其中一个与施加、处理频率调制有关，而另一个与施加、处理数字调制有关。

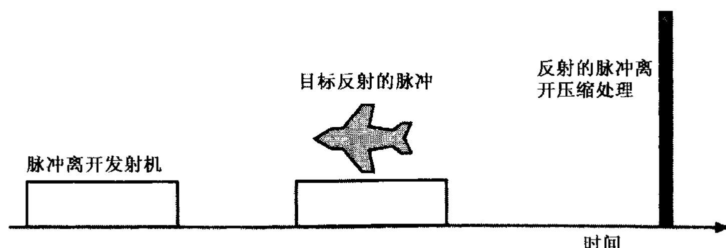


图 3.18 脉冲以一个合理的峰值功率被发射，并被目标反射。但是，通过压缩接收到的来自目标的反射，雷达的性能就如同发射功率更大而脉冲持续时间更短

3.5.3　线性调频脉冲

具有线性频率调制的脉冲如图 3.19 所示，被称之为“线性调频”（chirped）。脉冲的频率可以随时间提高或降低，图中所示的是提高的情况。调频的脉冲如同具有固定频率的脉冲一样被发射和接收，但是，在接收机中，它要通过一个压缩滤波器。这个压缩滤波器引起一个时延，该时延是频率的函数，频率越高，时延就越小。时延与频率的关系是线性的，与加给脉冲的调制匹配。最大的时延与最小的时延之差等于脉冲宽度。压缩滤波器的作用如图 3.20 所示。

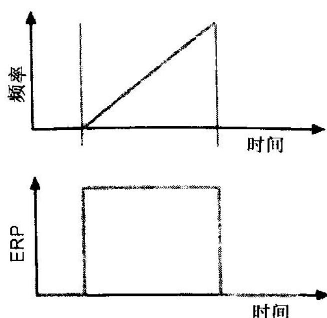


图 3.19　线性调频脉冲在脉冲持续期间具有线性的频率调制

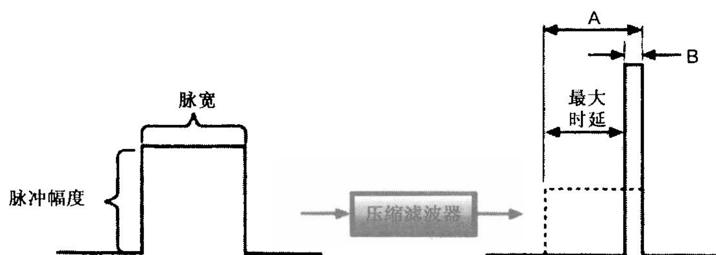


图 3.20　脉冲压缩滤波器的频率-时延变化把脉冲的每一部分都延迟到脉冲末尾，这就形成一个窄得多的脉冲，但与滤波前的脉冲具有相同的能量

注意，从压缩滤波器输出的脉冲把所有接收到的能量集中到比发射的脉冲宽度小得多的时间段内。在图中，发射的脉冲宽度被标注为 A，而压缩后的有效脉冲宽度被标注为 B。A 与 B 的比值为压缩因子，调频脉冲雷达有时有很大的压缩因子。因为雷达分辨率单元的宽度（即距离分辨率）是所接收的脉冲宽度的一半，雷达分辨率被改善了压缩因子的倍数。雷达分辨单元是一个小的区域，当多个目标落入同一个单元时，雷达将不能分辨它们。

对任何给定目标的探测距离将保持不变，因为目标反射的能量并没有改变。从事电子战的人员往往对此有些迷惑，因为他们习惯地认为截获距离与发射的峰值功率的平方根成正比。理解这点的一个方式是，压缩的脉冲变窄了，需要更多的带宽。所增加的带宽提高了灵敏度的门限，其值等于通过压缩所增加的脉冲峰值功率。忽略在压缩过程的损失，对任何给定目标的探测距离将提高压缩比的 4 次方根，因为接收到的能量是距离 4 次方的函数［距离^{4}或 40log（距离）］。

3.5.4　对脉冲的数字调制

另一个增加与脉冲宽度有关的雷达距离分辨率的办法是对脉冲施加数字调制。在图 3.21 中，脉冲具有一个 7 位的伪随机码用作二相移相键控（BPSK）调制。射频信号的相位在标为“−”时被移了 180°，在标为“+”时保持为基准相位。解码后，有效的脉冲宽度将等同于一个码位的宽度，而不再是脉冲的宽度。

图 3.22 显示了一个级联的延时线组件。该延时线级联的每一级之间相隔的时间为位周期。延时级的数量与调制码的位数相同，延时线的长度与脉冲相同。各级的信号被叠加形成输出。注意，如果脉冲正好充满延时线，脉冲中被移相的位在被叠加前要通过一个 180° 的移相器，然后才与其他位段的输出相加。图 3.22 的下方给出了脉冲通过延时线的 13 种状态。第一行中，只有第一位进入延时线，而到第 13 行，只有最后一位还在延时线中。在每一个比特流的右面，用级联所用的正负号叠加各位，以形成输出。当然，只有在延时线中的

各位才在输出处被叠加。在所有的位置上，这个总值是0或-1，但有一个例外，那就是当脉冲正好填满移位寄存器时。在这个位置上，输出值为+7。距离分辨率改善的因子等于码的比特数。

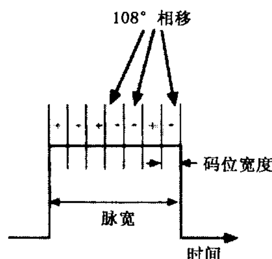


图 3.21 加到脉冲上的二相移相调制可以提供压缩。在这个二相移相调制中，“+”表示无相移，“-”表示 180° 相移

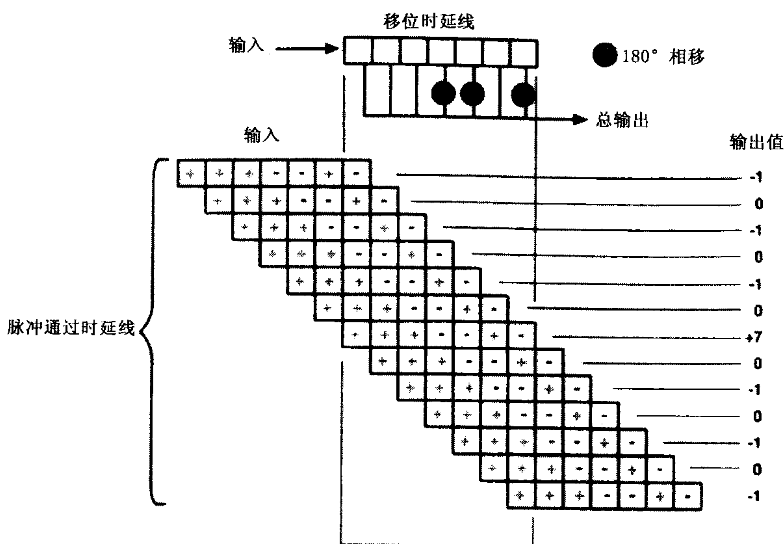


图 3.22 接收机中具有一个时延线，每一级的间隔与码位持续时间相同，总长度与脉冲持续时间相同。当脉冲通过时延线时，各级的总和在脉冲正好填入时延线时，输出形成一个很强的峰，除此外，这个总和是一个很低的值

图 3.23 给出了延时线的叠加输出，它是脉冲线性地通过时延线时间的函数。这演示了伪随机二进制码信号的所谓“图钉”相关效应。在后面讨论低截获概率雷达的调制时，还会再看到这一点。注意，相关在码差别不到一码位时开始线性增加，在位置完全对准时达到最大，然后又线性下降，直到信号又错开一个码位。

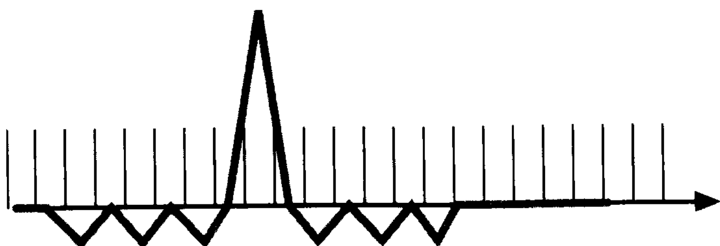


图 3.23　这是脉冲通过时延线时的相关函数。与任何数字信号一样，它有一个图钉相关函数

3.6　连续波和脉冲多普勒雷达

如果雷达采用相干信号，那么它就可以利用多普勒原理来确定目标的距离变化率。这样雷达就能将移动目标反射的信号与地面反射信号区分开来。将目标从地面背景中分辨出来的能力为雷达控制的武器系统提供了“下视/击中”能力。

3.6.1　多普勒频移

从一个移动发射机传送到固定接收机的信号将与发射信号的频率不同，其频率变量由下式确定：

$$\Delta F=(v/c)F$$

其中，

ΔF=接收频率与发射频率的频率变量

v=在接收机方向上发射机速度的分量

c=光速

F=发射频率

由于雷达的回波信号是往返传播的，故其有两倍的频移。而且，由于雷达平台和目标可能正在运动，所以雷达回波的多普勒频移的一般表达式如下：

$$\Delta F=2(V/c)F$$

其中，V 为雷达与目标间距离的瞬时变化率，所有其他参数的定义与上面相同。

有趣的是空战中采用的一个防御战术是“开槽”，即将防御飞机转向其飞行路径与武器雷达方向垂直的方向，从而使多普勒频移降为零。

3.6.2　连续波雷达

实际的连续波雷达是不能测量目标距离的，除非是测量回波信号的功率，但这很不精确。然而，测量多普勒频移能确定距离变化率。如图 3.24 所示，连续波雷达通常必须有分离的发射和接收天线以避免发射机的功率过多地泄漏到接收机中，因为发射机与接收机是同时工作的。为了测量多普勒频移（与发射频率相比极小），接收机必须采用与发射机相同的频率基准。例如，10GHz 雷达对于以 1 千米/小时逼近速度的运动将发现有约 18.5Hz 的多普勒频移。George Stimson 提出的经验法则（参见附录 C）示于表 3.1 中。

表 3.1　X 波段雷达的多普勒频率

距离变化率	多普勒频率
1 海里/小时	35Hz
1 英里/小时	30Hz
1 公里/小时	19Hz
1000 英尺/秒	20Hz

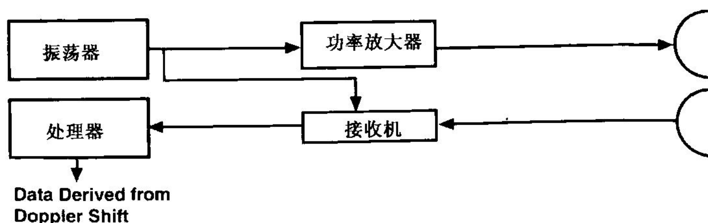


图 3.24　连续波雷达通常需要相互分离的发射天线与接收天线以防发射机功率泄漏到接收机内。该雷达通过比较发射和接收信号的频率，只能确定目标的距离变化率

3.6.3　调频测距

为了精确测量到目标的距离，可对发射信号施加线性调频，如图 3.25 所示。该调制信号可以有固定频率部分，也可以是双向的频率变化。

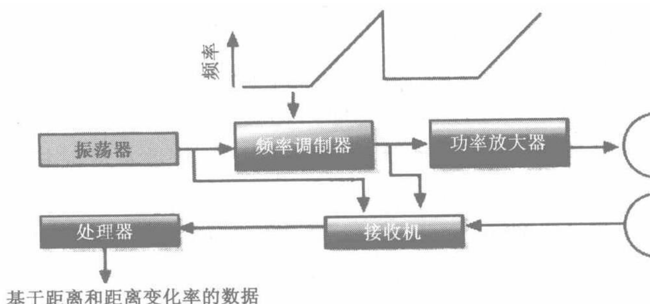


图 3.25　如果连续波雷达信号是线性调频的，则可比较发射信号和接收信号以得出到目标的距离变化率及实际距离

首先，考虑图 3.26 调制波形的线性倾斜部分。所接收的信号比发射信号延迟了一段时间，即信号（以光速）到达目标并返回所用的时间。因此，对发射与接收信号均在调制波形的线性倾斜部分时的发射信号和接收信号进行比较，即可测得距离，如图中右图所示。

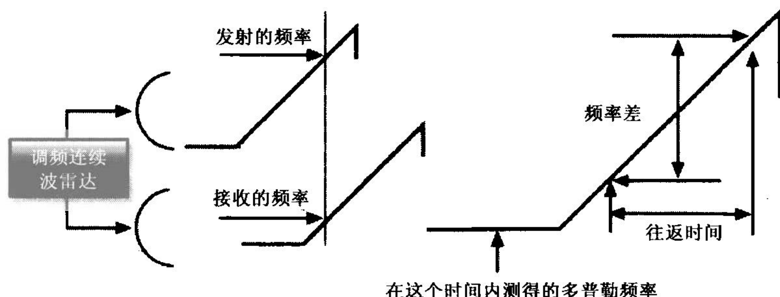


图 3.26　雷达与目标间的往返传输时间导致了发射信号和接收信号间的频率差，此频率差取决于频率调制与时间的关系

实际上，测得的频差由两个因素产生：往返传输时间和距离变化率引起的（正的或负的）多普勒频移。如果调制波形有固定的频率部分，则可测出该部分信号期间的多普勒频移，并相应调整测距。

如果雷达采用双向波形，那么在频率斜率向上和向下期间，与距离有关的频移的方向将相反，而多普勒频移将同向。这就使得可对多普勒分量进行测量，并精确计算出距离。

3.6.4　脉冲多普勒雷达

如图 3.27 所示，高脉冲重复频率（PRF）模式中的脉冲多普勒雷达输出一高占空系数的相干脉冲信号。该脉冲序列也具有相当高的脉冲重复频率，这对雷达告警接收机的处理提出了挑战。通过中断连续工作的振荡器即可形成相干脉冲，因此所接收的每个射频脉冲将与相位锁定到所有以前脉冲的射频波形的振荡器同相。这提供了同步探测优势，且使多普勒频移可测。

由于接收机在发射脉冲期间是关闭的，所以可采用一个天线，这样就没有连续波雷达的隔离问题。

正如任何其他脉冲雷达一样，脉冲多普勒雷达也能测量距离，但是它存在着较大的盲距和距离模糊度。利用多个调频测距或其他

工作模式，以及在复杂的处理过程中应用多个脉冲重复频率可以解决这些问题。

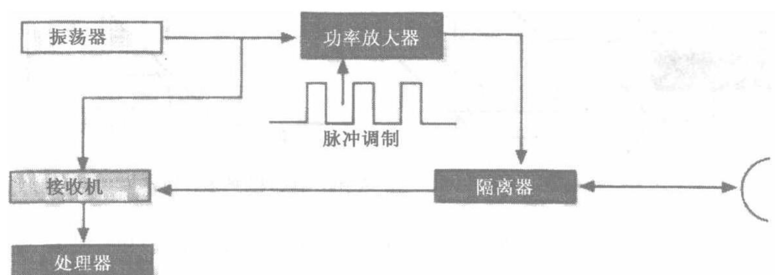


图 3.27　脉冲多普勒雷达以非常高的占空系数输出相干脉冲串。在发射期间关闭接收机以减少单个天线中的泄漏问题。到目标的距离可由脉冲定时或频率调制确定。距离变化率由回波信号的多普勒频移确定

3.7　动目标指示雷达

动目标指示器（MTI）是一种设计用于探测地面运动目标的雷达。它通过检测被测目标的多普勒频移来探测移动目标。MTI 雷达即可以是地基的也可以是机载的。机载动目标指示器（有时称为 AMTI）更复杂一些，这是因为雷达本身也在运动，从而产生了附加的多普勒频移。

3.7.1　MTI 的基本工作原理

MTI 的天线在一个角度范围（最大可达 360°）内扫描，并覆盖一特定区域。它能确定图 3.28 所示单元中运动目标的存在。角度分辨率由天线波束扫描获得，距离分辨率则来自目标的反射脉冲回波。

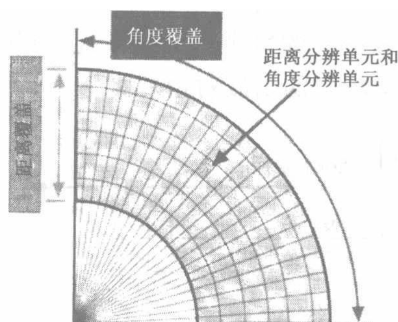


图 3.28 MTI 雷达探测距离分辨单元内和角度分辨单元内运动目标的存在

与其他雷达一样，距离分辨率由脉冲宽度确定，脉宽通常非常窄。脉冲可以是线性调频的，以提高雷达的分辨率（即降低距离分辨单元的深度）。如果采用了脉冲压缩，则对压缩脉冲的处理与对非压缩脉冲的处理是一样的。

由于发射脉冲和反射回波是以光速传播的，那么反射脉冲到达雷达的时间较发射脉冲延迟了一段时间，延迟时间用下式表示：

$$[2d/(3\times10^8)]\ \mathrm{s}$$

其中，d 是到反射物体的距离（m）。

如图 3.29 所示，MTI 每隔一个脉冲宽度采样一次回波信号。在发射另一个脉冲前的整个时间间隔内，采样都可以继续进行。因此，采样从距离增量中寻找回波能量，该距离增量等于 1m/6.6ns 的脉冲宽度（或压缩脉冲宽度）。

对每个采样信号，模数变换器都要进行信号的同相和正交（I&Q）数字化。因为这两个数字字描述了接收波形相位相隔 90°的点，从而可以确定接收频率和相位。在所关注的范围内（对每个脉冲）继续该过程。

对每个脉冲都重复这种采样模式。从脉冲 2 的同等采样值中减去脉冲 1 的每个采样值，如图 3.30 所示。从脉冲 3 的同等采样值中

减去脉冲 2 的采样值，依次类推，直到脉冲 $m-1$ 和脉冲 m。m 个脉冲照射天线每次扫描期间的每个角分辨单元。有时采用更复杂的数据减少方案，以提供较好的杂波对消能力。

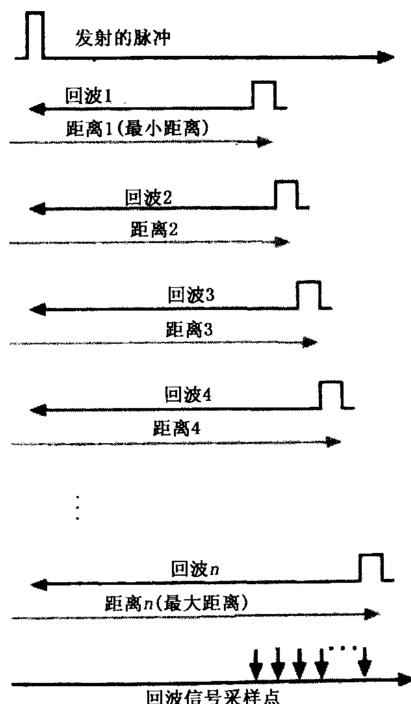


图 3.29　MTI 雷达发射一个窄脉冲并对其回波信号进行采样，采样间隔在接收从最小距离到最大距离回波期间与脉冲宽度相等

对 m 个脉冲的所有“采样 1”测量值用于产生快速傅里叶变换（FFT）。FFT 可确定每个距离分辨单元和角度分辨单元内的多普勒频移信号。

多普勒频移由雷达和目标间的距离变化率确定。因此，MTI 只能检测向雷达方向运动或离开雷达方向运动的目标。

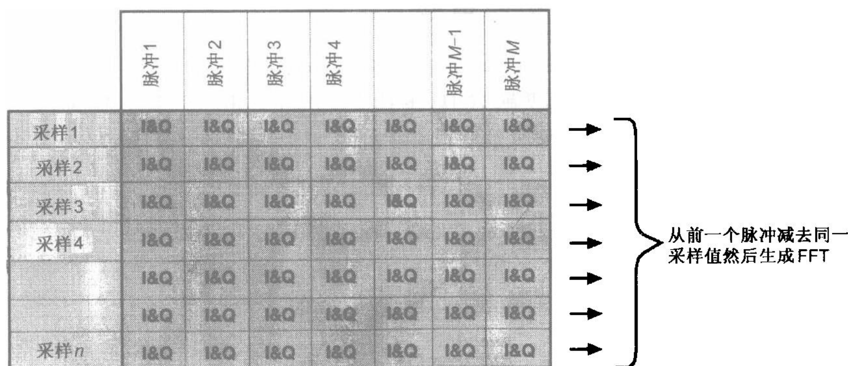


图 3.30 对照射运动目标分辨单元的每个脉冲，要收集其每个采样点的 I&Q 采样值。然后从前一个脉冲的同等采样值中减去每个采样值，并从有照射该单元的脉冲差值计算出快速傅里叶变换。

3.7.2 MTI 数据率

MTI 雷达产生大量的原始数据。例如，脉冲重复频率为 6250 的 MTI 雷达，如果每个脉冲重复间隔采样 200 次，并以每次 12 比特的速率对每个脉冲进行 I&Q 数字化，它能产生 30Mbps 的原始数据。

但是，动目标处理将该数据减少到容易管理的水平以进行显示或报告。由于 MTI 只报告分辨单元内运动目标是否存在及其大小，故每个目标报告只需包含运动目标在单元中的位置、大小和方向。对每个目标而言，通常 80 比特的数据就足够了。如果在所覆盖区域内每秒钟检测到 100 个动目标，那么总的目标报告数据率将达到 8Kbps。即使以每秒 30 次的速率增加一个 64 比特的状态字，总输出数据率也小于 10Kbps。该数据率很容易在音频带宽链路上传输。

3.7.3 机载动目标指示器雷达

如果 MTI 雷达安装在飞机上，其工作原理同上述基本的 MTI 一样，所不同的是它需要解决因飞机运动而引起的多普勒频移问题。如图 3.31 所示，多普勒频移与飞机飞过地面的速度和雷达天线相对于飞机地面轨迹的角度有关。图中很仔细地对飞机进行了绘制，表明不是飞机的空速而是地面速度决定了多普勒频移。当天线与运动方向（地面上）的夹角小于 90° 时，飞机产生的多普勒频移为正；大于 90° 时，多普勒频移为负。

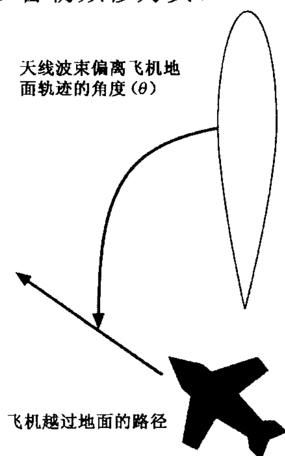


图 3.31　在 AMTI 雷达中，由飞机在地面上空的运动引起的多普勒频移要减去发现并报告动目标前每个分辨单元的多普勒频移

随着天线的扫描，它将产生一个随飞机地面轨迹的方向而变化的角（θ）。可用下式表示飞机引起的多普勒频移：

$$2FS\cos(\theta)/c$$

其中，

F 为雷达频率

S 为飞机的地面速度

θ 为地面轨迹和天线视轴的夹角

c 为光速（3×10^{8}m/s）

MTI 雷达在每个分辨单元中所观测到的多普勒频移必须在报告存在动目标前进行校正。这可通过将多普勒频移的零频率点上移或下移一定量来实现，也可以通过将接收机中的本振或发射频率改变同一量来实现。

3.8　合成孔径雷达

合成孔径雷达（SAR）实际上是利用机载平台的运动来生成一极长的相控阵，从而以较小的天线得到很高的远距离分辨率。SAR 用于生成大面积地区的地形图，以及位于该区域内的车辆和其他目标的图形。将动目标指示雷达与合成孔径雷达结合在一起即可识别运动目标，目标一停止运动，SAR 就能生成目标的图像，进而对该目标进行识别。

为获得所需的分辨率，SAR 生成距离分辨单元和方位分辨单元，如图 3.32 所示。这些分辨单元常表示为矩形，但实际上是针对所表示大小的“斑点”，因为它们受到 SAR 分辨率的限制。所需的分辨率与要定位或识别的最小目标有关。

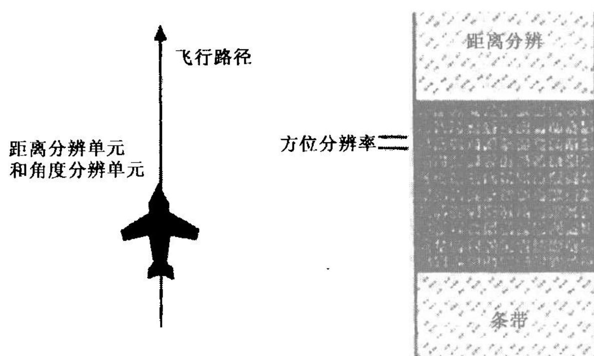


图 3.32　典型的 SAR 产生一条带状的距离分辨单元和方位分辨单元，该条带平行于载有 SAR 雷达的飞机的飞行路线

3.8.1 距离分辨率

距离分辨率由雷达的脉冲宽度决定。如果采用距离压缩（即线性调频或相位编码），则按下式由压缩脉宽来确定距离分辨率：

$$d_r=c(PW/2)$$

其中，

d_r =距离分辨率（m）

c =光速（3×10^8m/s）

PW =雷达脉宽（或压缩脉宽）

同 MTI 雷达一样，SAR 以等于脉宽的时间间隔测量回波信号功率，从而生成一系列“距离单元”，这些距离单元决定了雷达回波与雷达的距离有关，如图 3.33 所示。因为 SAR 处理要求保留相位，所以对每个单元要收集 I 和 Q 采样值。

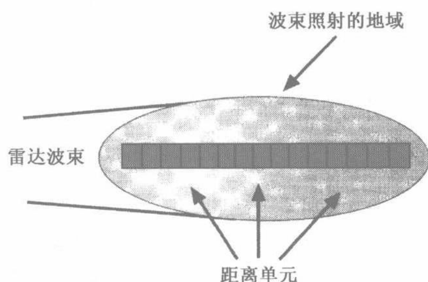


图 3.33　通过等于脉冲宽度的时间间隔对雷达回波进行采样，形成沿天线波束视轴方向的距离单元

3.8.2 方位分辨率

雷达的方位分辨率取决于其天线的波束宽度。波束宽度与天线的大小有关。就抛物面天线而言，圆盘表面（实际上是抛物面）将

它接收的所有能量反射到馈源（位于抛物面的焦点）。圆盘越大，天线波束就越窄。对相控阵天线而言，当天线的许多阵列单元接收的信号从一个方向到达时，采用延迟线将其相干叠加，从而形成了一个较窄的天线波束。阵列越长，波束越窄。

现在考虑一个简单的SAR，其天线与飞行航线垂直。SAR发射相干脉冲，并且通过收集平台向前运动时每个脉冲的回波来形成相控阵效果。飞机在脉冲之间飞行的距离实际上就是“阵列中天线”间的距离（比如，对300m/s的飞机速度和300个脉冲/秒的PRF，就是每米发射一个脉冲）。假如SAR成像的区域至飞机的距离远大于采集数据所飞行的距离，那么位于天线视轴的目标回波可同相叠加。当目标远离视轴时，其回波将异相叠加。因此，对几个脉冲中相应距离分辨单元中的数据进行求和运算即可得到与相控阵相同的窄波束效应。

图3.34所示为处理SAR数据以形成合成阵列长度的方法。在每个合成周期后，加入新脉冲的数据，去掉老脉冲的数据。应该注意的是由特定长度的合成阵列获得的方位分辨率（与距离垂直方向的分辨率）等于由真正的相控阵天线得到的方位分辨率的一半。合成阵列的方位分辨率表达式如下：

$$d_a = \lambda R/2L$$

其中，

d_a=方位分辨率间隔（单位同 R）

λ=雷达信号波长

L=阵列长度（单位同λ）

R=到目标的距离

对真正的相控阵天线而言，方位分辨率可由下式确定：

$$d_a=\lambda R/L$$

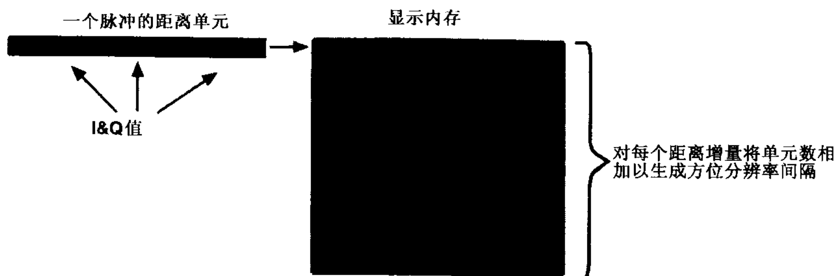


图 3.34　收集来自每个脉冲的每个距离单元的 I&Q 采样值。对几个脉冲的相同距离单元的数据求和以形成方位分辨率间隔

3.8.3　聚焦阵 SAR

以上的讨论均假定采用的是非聚焦阵。对所有采集的脉冲而言，它要求从目标到雷达的路径非常接近于平行。这就限制了合成阵列的长度，因此也制约了方位分辨率。采用聚焦阵技术可形成非常长的合成阵列。

如图 3.35 所示，如果合成阵列的长度相对于距离而言很大，那么所收到的来自不同脉冲的信号间的相位差也很大。相位误差由下式计算得出：

$$\phi_n=2\pi d_n^{\ 2}/\lambda R$$

其中，

ϕ_n = 在与最靠近目标的点相距 d_n 处进行测量时的相位误差

λ = 雷达信号的波长

R = 最靠近目标的距离

在聚焦阵中，在对每个距离单元的方位数据求和前对此相位误差进行校正。这可能需要进行大量的处理，但可利用由快速傅里叶变换（FFT）形成的多普勒滤波器来减小处理量。

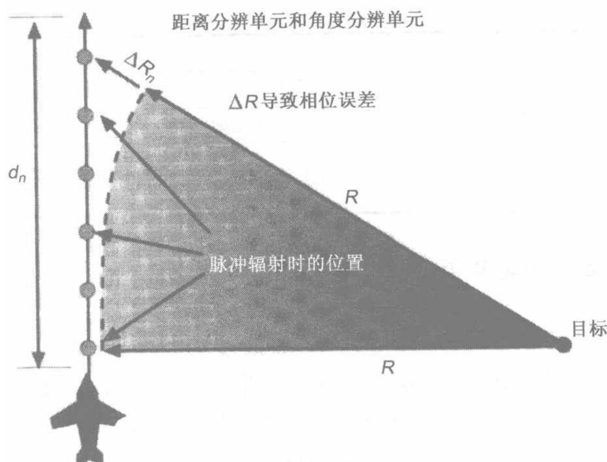


图 3.35 如果合成阵列较长，那么在某些目标的脉冲回波中可能存在较大的相位误差

3.9 低截获概率雷达

低截获概率（LPI）雷达的目的是探测、跟踪目标而又不被电子战接收机所发现。因此一部 LPI 雷达需要满足这个非常广义的指标。一部雷达是否是低截获概率雷达取决于雷达要完成的任务、对它进行探测的接收机的类型，以及所应用的交战位置。为便于讨论，我们将截获接收机系统称为电子支援措施（ESM）接收机。表 3.2 给出了有关 LPI 雷达的一些定义。

表 3.2 与 LPI 相关的定义

术　语	定　义
相干雷达	发射信号与发射机内部的振荡器有恒定的相位关系
频率捷变雷达	每个脉冲或脉冲串都是以不同的频率发射的
LPID 雷达	其参数使 ESM 接收机很难正确识别出雷达类型的雷达

续表

术　语	定　义
“寂静”雷达	在与目标可探测到雷达信号的相同距离处可探测到目标的雷达
随机信号雷达	采用真正随机波形信号（比如噪声）的雷达
二进制相位编码连续波雷达	对连续波发射信号进行伪随机相位编码调制的雷达

3.9.1　低截获概率方法

要使雷达不容易被发现，可采用很多办法。一种方法是使信号能量很弱，使 ESM 接收机无法接收到它。这对雷达来说很困难，因为雷达在信号经目标（雷达距离方程中 40log 距离）往返后必须接收到足够的能量才能探测到目标，而 ESM 接收机只损失单程路径（20log 距离）的能量。第二种方法是将雷达波束变窄（这样提高天线增益）或抑制天线副瓣。这就使不在目标处的接收机更难截获信号，但对位于目标处的接收机没有影响。

降低雷达可截获性的第三种有关其性能的方法是为雷达提供 ESM 接收机无法获得的处理增益。

3.9.2　LPI 的等级

可以认为雷达有三个层次的 LPI：

（1）雷达容易被探测但不容易被识别——称作 LPID（低概率识别雷达）雷达，如图 3.36 所示。

（2）雷达能探测到目标，同时不会被位于与目标同样距离但处于主瓣外的 ESM 接收机探测到，如图 3.37 所示。

（3）雷达可探测到目标，同时不会被目标上的 ESM 接收机探测到——称作“寂静”雷达，如图 3.38 所示。

接收机探测雷达信号的能力取决于其噪声系数和带宽。在后面的分析中，我们通常假设雷达接收机的噪声系数和截获接收机的噪声系数是相同的，截获接收机的带宽可以根据其功能最优化。我们

采用 ESM 接收机作为通用的称谓来涵盖机载雷达告警接收机、舰载 ESM 接收机及地面告警和目标定位接收机等。

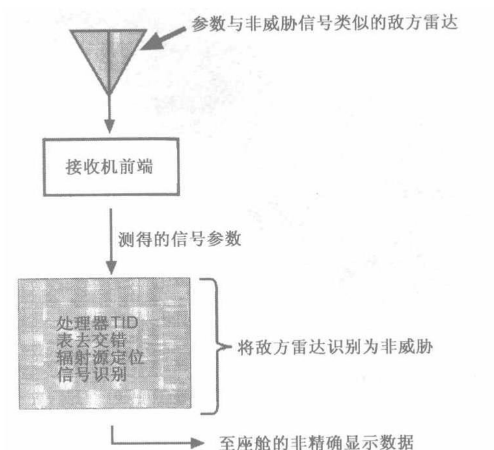


图 3.36 LPID 雷达的参数与友方雷达或非威胁信号的参数相似，所以 ESM 接收机很难正确识别

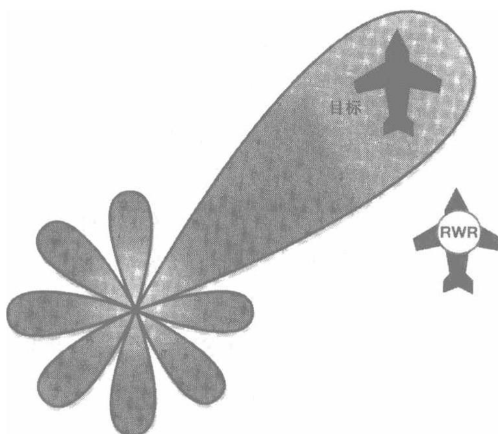


图 3.37 LPI 不太严格的定义是雷达可在一距离处探测到目标，在同样距离处，位于雷达主瓣外的接收机也能探测到雷达

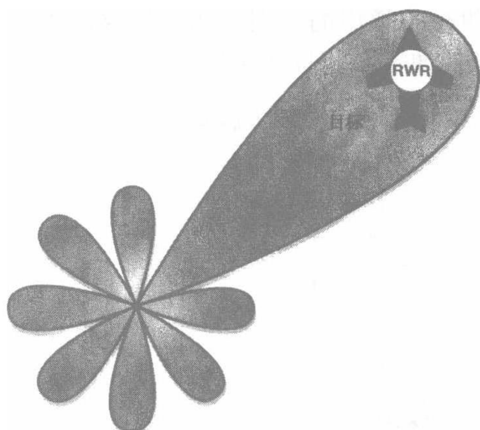


图 3.38　最复杂的 LPI 定义是寂静雷达，它能在一距离处深测到目标，在同样距离处，位于目标的接收机也能探测到雷达

3.9.3 LPID 雷达

如图 3.36 所示，一个 ESM 接收机根据威胁雷达的参数对其进行识别。典型的 ESM 处理器都具有一个威胁识别（TID）表，其中包含每个预期威胁信号的类型在其各个工作模式中的参数。该处理器还设法区别可能接收到的友方雷达和其他非威胁信号。处理器识别信号前，必须先将特定信号从当前的许多其他信号中分离出来。对脉冲雷达而言，这称为“去交错”。对所有的信号，都涉及测频、调制参数、到达方向及根据参数值分选数据等。一旦分选出单个信号，处理器将其参数与 TID 表进行比较以查明是否与某个威胁或非威胁信号相匹配。然后，ESM 接收机将所识别的威胁类型的出现、工作模式和位置报告给座舱显示器。

如果一部雷达采用的参数与友方雷达类型相似，ESM 就很可能将其识别为友方雷达，因此即使接收到其信号也不报告存在威胁。另一种方法是引入捷变参数。ESM 识别具有固定参数的威胁信号

是很容易的。捷变信号，特别是如果捷变引起参数的随机变化，那么即使已获知参数也需要有额外的分析时间。

LPID 方法的缺点是 ESM 的处理变得更先进，雷达需要确定的调制信息来完成任务。不断提高的现代 ESM 接收机的处理能力使其能更有效地处理捷变参数，并对不符合 TID 表的信号进行功能和模式分析。更先进的处理技术和精确辐射源定位技术也将使未来的 ESM 接收机能完成位置相关及运动分析，将友方信号与敌方平台伪造的友方信号相分离。

3.9.4 探测与可探测性

雷达可探测到目标的距离由下式给出：

$$R_{DR}= \text{Antilog}\{[P_T+2G-103-20\log(F)+10\log(\sigma)-S_R]/40\}$$

其中，

R_{DR}=雷达探测距离（km）

P_T=雷达发射机的输出功率（dBm）

G=雷达天线的最大主瓣增益（dB）

F=雷达的工作频率（MHz）

σ=目标的雷达截面积（m^2）

S_R=雷达接收机的灵敏度（dBm）

接收机可探测到雷达信号的距离由下式给出：

$$R_{DRCVR} = \text{Antilog}\{[P_T+G_{R/RCVR}-32-20\log(F)+G_{RCVR}]/20\}$$

其中，

R_{DRCVR}=接收机的探测距离（km）

P_T=雷达发射机的输出功率（dBm）

$G_{R/RCVR}$=接收机方向上的雷达天线增益（dB）

F=雷达的工作频率（MHz）

G_{RCVR}=接收机天线增益（dB）

S_{RCVR}=接收机灵敏度（dBm）

这些方程用于图 3.37 和图 3.38 的情况。选一些值代入这些方程并指定带宽和处理增益值，就能研究实际情况下 LPI 雷达的性能。

3.9.5 LPI 品质因素

一部雷达的 LPI 品质因素可以被认为是该雷达探测到目标的距离与其信号被 ESM 接收机探测到的距离之比。

接收机探测距离与雷达探测距离之比随着接收机天线增益的提高而提高，随着目标截面积的增大而减小。它也随着接收机灵敏度电平与雷达的灵敏度电平之比下降而提高。

为了避免在灵敏度问题上的混淆，记住灵敏度电平就是接收机能够接收信号并完成工作的最低信号。这样，随着灵敏度的提高，灵敏度电平就下降。在前面两个距离方程中，灵敏度的数字都是大的负数（灵敏度电平），这样，随着每个灵敏度提高，相应的探测距离就增加了。

3.9.6 影响探测距离的其他因素

在距离方程中，有两个因素没有考虑。一个是雷达的探测距离，其实不是由其峰值功率控制的，而是由目标反射并被雷达相干处理的能量确定的。另一个就是有几个因素会影响到灵敏度。

3.9.6.1 来自目标的相干处理能量

对接收到的能量的雷达距离方程也有一个在目标上时间的因素，就是雷达能够相干集成回波信号的时间。这样，雷达距离能够表示为平均功率和目标上时间的一个函数。只要目标还在雷达的天线波束内同时回波能够被相干集成，那么提高功率或者延长信号的持续时间都能提高雷达的探测距离。

雷达的另一个制约因素就是它解析到目标距离的能力是由脉冲宽度决定的。距离分辨率通常被定义为：

$$\Delta R = \tau c/2$$

其中，

ΔR=距离分辨率

τ=脉冲宽度

c=光速

对信号的调制可以在任意给定的信号持续时间内得到更好的距离分辨率。这种调制可以是 3.5 节中所描述的调频（线性调频）或反相（二相移相键控）。雷达也可以采用其他的调相，比如四相移相键控（QPSK）或更高阶的调相。

由于用于探测的接收机是根据雷达信号的峰值功率来探测雷达的，所以雷达采用较低的功率、更长持续时间的信号，以及可以获得足够距离分辨率的一些调制，就可以在探测距离上获得优势（如图 3.39 所示）。

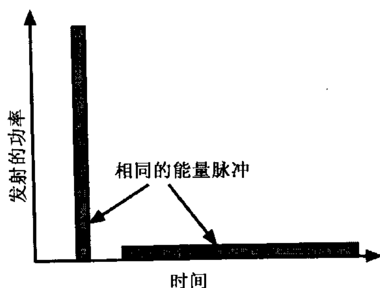


图 3.39 通过提高脉冲持续时间，雷达能够降低其发射功率电平，而不会减少其在目标上的能量

3.9.6.2 灵敏度因素

我们通常将接收机灵敏度作为带宽、噪声系数及所需的信噪比

的函数。如图 3.40 所示，以 dBm 为单位的灵敏度（即接收机能接收到并能完成其功能的最低信号）是 kTB（dBm）、噪声系数（dB）及所需的信噪比（dB）之和。在雷达分析问题中，所需的信噪比通常设为 13dB，而 kTB 通常取：

$$kTB=-114dBm+10\log(BW)$$

其中，kTB 是热噪声（dBm）

BW 是接收机的有效带宽（MHz）

但是，对于 LPI 信号的内容，考虑另一个有用的因素，那就是处理增益。处理增益具有通过信号调制某些方面的优势，将接收机的有效带宽变窄的效果。当雷达的接收机能够获得处理增益，而敌方接收机不能时，这种优势就显现出来了。

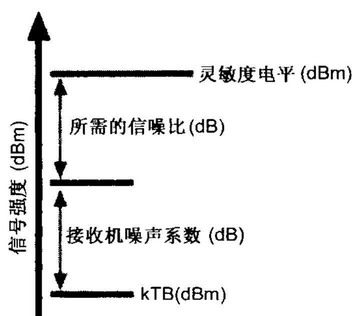


图 3.40 接收机灵敏度（dBm）是 kTB、噪声系数和所需的信噪比之和

一部雷达相对于一部截获接收机的带宽优势是因为其接收机及处理能与自身的信号更好地匹配，而截获接收机必须接收大量信号而且通常需要进行详细的参数测量对它所接收到的信号进行识别。例如，一部脉冲雷达仅需确定脉冲往返用的时间，同时能够集成几个脉冲来确定这个时间。它不关心接收到的脉冲的形状，这样它的有效带宽（包括处理增益）就要比脉冲宽度的倒数要小很多。另一方面，截获接收机必须确定脉冲宽度。这就需要具有清晰前沿和后沿的脉冲，换句话讲，所需的带宽是脉宽倒数的 2.5 倍或以上，

如图 3.41 所示。

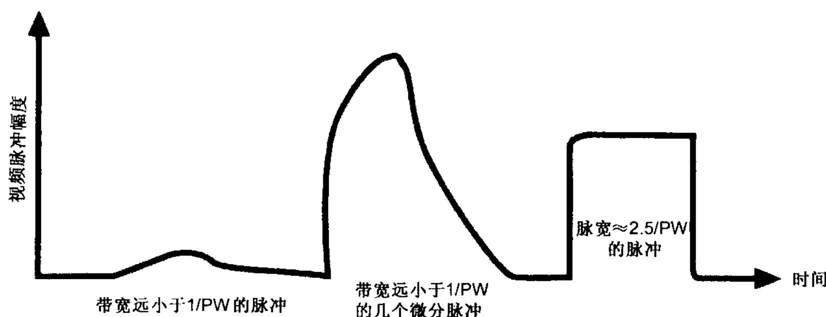


图 3.41 如果一部接收机的带宽小于脉宽的倒数，那么脉冲参数是非常难测量的，但对这样的脉冲可以进行集成以确定脉冲的到达时间。对于带宽大于脉宽的倒数，则可以测量脉冲的参数

3.9.6.3 相干探测

一部电子战接收机不能对雷达信号进行相干探测，但一部 LPI 雷达可以，因为其发射机通常是与接收机位于同一处的。当信号调制存在随意性时，这就变得更加突出。这种效应最极端的例子就是使用真实的噪声来调制雷达信号。采用噪声调制的 LPI 雷达被称作随机信号雷达（RSR）。随机信号雷达采用多种技术，将回波信号与图 3.42 中所示的发射信号的延迟样本进行相关。最大相关所需的延迟量决定了到目标的距离。由于发射的信号是完全随机的，截获接收机是没有办法对发射信号进行相关的，它只能通过能量探测技术来确定雷达的存在，而不是对调制特征进行探测。这同雷达接收机的处理过程相比是非常低效的。

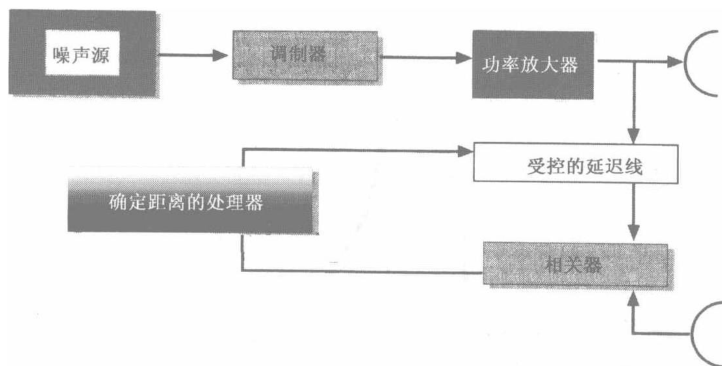


图 3.42　一部随机信号雷达发射具有随机调制的信号。它通过将回波信号与一发射信号的延迟样本进行相关确定到目标的距离

3.9.6.4　当前的 LPI 雷达

在过去 20 年中，已经研制并部署了几种被认为是低截获概率的雷达。它们使用调频和相位编码来取得距离分辨率，同时通过发射长持续时间/低功率信号来降低可探测性。另外，还有几种这样的系统正在研制中，而随机信号雷达还只出现在技术文献中。

在所有例子中，雷达的 LPI 的级别是通过距离探测比，以及所涉及的各种交战参数（比如目标截面积）来描述的。它们也通过“告警时间”（被敌方目标携载的接收机探测到雷达到雷达探测到该目标）来描述。此外，交战参数必须是特定的（比如目标逼近速度、雷达截面积及所使用的接收机类型）。

第 4 章　电子战中的红外和光电问题

电子战的目的就是阻止敌方利用电磁频谱同时让己方利用电磁频谱获得优势。很容易进入一个误区就是只考虑电磁频谱的射频部分，不过大量的电子战活动都是在电磁频谱的红外、可见光及紫外部分进行的。在本章中，我们将讲述这部分频谱的通用特征、工作在该范围内的系统，以及对这些系统实施对抗的特征。

4.1　电磁频谱

图 4.1 显示了电磁频谱中电子战领域最感兴趣的部分。虽然我们一般采用频率来定义频谱的射频部分，但在更高的频谱通常是使用波长。注意波长和频率的关系通过下式中的光速得以表现：

$$c = f\lambda$$

其中，

c = 光速（3×10^8m/s）

f = 频率（Hz）

λ = 波长（m）

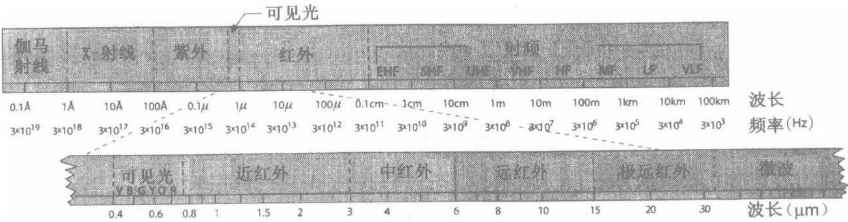


图 4.1　电磁频谱包括射频、红外、可见光及可见光之上的频率

低于 300GHz 的频率（即波长大于 0.1cm）是处于射频范围内

的。高于该频率，我们就只讲波长。波长的通用单位是μm（10^{-6}m），简写为μ。对于很短的波长，可以使用单位埃（10^{-10}m，简写为 Å）。

- 从约 30μ到约 0.75μ是红外域；
- 从约 0.75μ到约 0.4μ是可见光域；
- 从约 0.4μ到约 0.01μ是紫外域；
- 比这些更短的波长是 X 射线和伽马射线（这些区域是交叠的）。

4.1.1 红外频谱

红外域一般分为以下四个更细分的范围：

- 近红外的波长范围从可见光的上端（约 0.75μ）到 3μ；
- 中红外的范围是 3μ到 6μ；
- 远红外的范围是 6μ到 15μ；
- 极远红外的波长范围大于 15μ。

总体上讲，热源目标辐射的大部分红外能量是处于近红外区域。这包括对飞机发动机的后视（从下往上看）。太阳的大部分红外能量也是处于近红外范围。相对稍冷的目标（如飞机发动机外部的热金属部分及发动机的羽烟）辐射的大部分红外能量处于中红外区域。常温下的物体（如飞机的蒙皮、车辆、云和地球等）是在远红外区域辐射能量。

4.1.2 黑体辐射

黑体是一种理论上最理想的红外辐射体，对于红外系统及其对抗的研究是非常有用的。尽管真正的“黑体”是不存在的，但辐射红外能量的每个物体都以类似于黑体模式的某种样式进行辐射。红外辐射是以数瓦每 $cm^2μ^{-1}$ 的量级进行的。现实世界材料的红外辐射率是通过在一给定温度下黑体辐射量的百分比来定义的。一般而言，辐射率的值在 2%～98%之间变化。辐射率的典型值是：抛光的铝在 100℃时是 5%，普通的彩色油漆在 100℃时是 94%，雪在−10℃时是 85%，人体皮肤在 32℃时是 98%。

黑体相对于波长的辐射是辐射体温度的一个函数。如图 4.2 所示，对较高温度而言，曲线下有更多的能量。总能量是随温度的四次方而变化的。同样，随着温度的提高，曲线的峰值也移向较低的波长。图 4.3 显示了辐射对波长在较低温度下的对数曲线。注意这两个黑体图的曲线所针对的温度是开氏温标，所以 300K大约是室温。令人感兴趣的是太阳表面温度是大约 5900K，这导致它的辐射在可见光谱内达到最大。

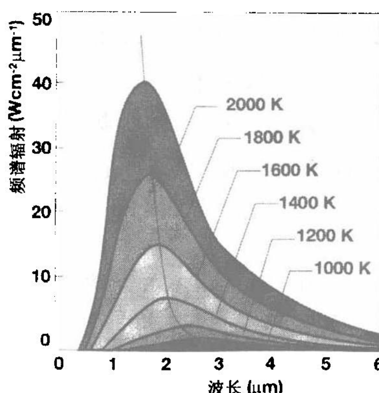


图 4.2　来自黑体的辐射根据其温度不同具有不同的辐射-波长分布

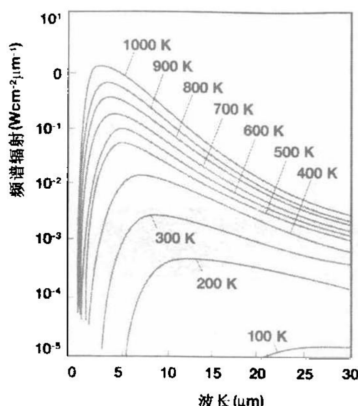


图 4.3　黑体辐射曲线持续到低温

4.1.3 红外传输

图 4.4 显示了在大气范围内作为波长函数的相对红外传输。注意存在着来自各种大气气体的吸收线，但在近红外、中红外和远红外区域有主要的传输窗口。

在红外传输中，相对距离的发散损耗是通过将接收孔径从其距离处投射到围绕发射机的一个单位球体上计算的，如图 4.5 所示。发散损耗就是覆盖了接收孔径的图像的单位球体表面与整个球体表面积之比。这与我们通常计算射频信号的发散损耗的方法是一样的。但是，在射频方程中，是通过假设各向同性的天线得到距离和频率项的。

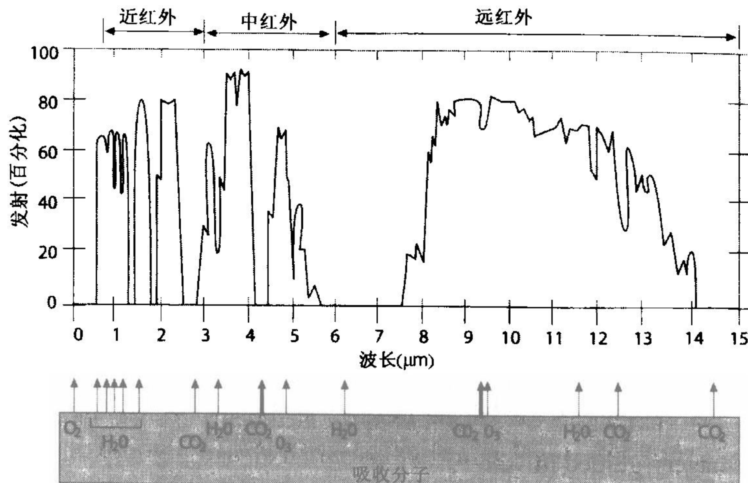


图 4.4　这是 17mm 的降水，通过 6000 英尺的大气层在海平面的百分比传输

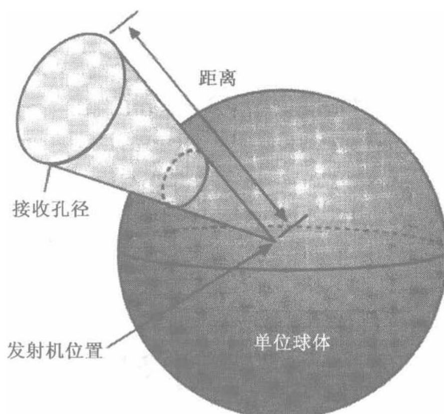


图 4.5 红外传输的发散损耗是投射到一个发射源四周的单位球体的接收孔径与球体表面积之比

4.1.4 红外范围内的电子战应用

电子战系统和威胁通过接收红外能来探测、识别、定位并引导导弹攻击辐射体。这些系统和威胁包括：红外线探测仪、前视红外（FLIR）及红外制导导弹等。

当然也存在对抗所有这些系统的措施。传感器能够被（暂时或永久性地）致盲，或者通过曳光弹或红外干扰机挫败红外制导导弹的攻击。

4.1.5 光电设备

在这里我们对红外和光电（EO）设备进行一个有点武断的区分，将接收辐射的红外能量设备与其他感兴趣的领域独立出来。这样一些红外设备工作在红外频谱内。在本章中讨论的光电系统及其应用（包括光电对抗）包括：

- 激光通信

- 激光雷达
- 激光测距仪
- 用于导弹攻击的激光指示仪
- 成像制导的导弹
- 高功率激光武器
- 微光电视
- 日光电视

4.2 红外制导导弹

在最近几次冲突中，红外制导导弹已成为最致命的威胁之一。主要是空空导弹、地空导弹及一些小型的肩射武器。红外导弹探测飞机（相对于冷天空）的红外特征并锁定三个红外波段之一中的能量。早期的红外导弹需要针对高温目标，因为需要“看到”飞机发动机内部发热部分才能取得较好的性能。这样就限定了它们只能从喷气式飞机尾部实施攻击。最近研制的导弹能够有效地对付温度较冷的目标（羽烟、排气管、机翼加热的翼段或者飞机自身的红外图像等）。这使得它们能够从所有角度对所有类型的飞机发起攻击。

4.2.1 红外传感器

最初的导弹使用的是非制冷的硫化铅（PbS）探测器，要求目标位于 2～2.5μm 内（近红外波段）。这种类型的导弹会受到大量来自太阳光的干扰，严重制约了其空空作战战术。

现代的导引头使用了工作在中红外和远红外波段的硒化铅（PbSe）、碲镉汞（HgCdTe）等材料。这些导引头可以实现全方位的攻击，需要传感器采用氮冷却至约 77K。

4.2.2　红外导弹

图 4.6 是一个红外制导导弹的示意图。导弹的弹头是一个红外罩。这是一个用于遮盖导引头光学设备的球体防护物，由具有很好红外传输性能的材料组成。导引头感知红外源的角度位置并将误差信号发送至导引控制部分，通过送至陀螺舵的控制指令调整导弹使其对准目标。



图 4.6　一枚热寻的导弹是由红外传感器的输入制导的

图 4.7 显示了一个简单红外导引头（以横截面的形式）的功能。两个镜面（一个主反射体和一个从反射体）围绕光轴是对称的。它们通过一个光环将能量聚集到红外传感单元上。图中没有显示的是滤波器，它限制了通过光环的信号的频谱，以及有可能使用的传感器冷却装置。

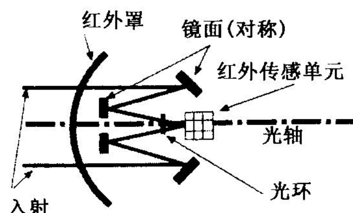


图 4.7　红外导引头将接收到的红外辐射能通过光环聚焦到一个感知单元中

图 4.8 显示了一个旋转光环的样式。它通常称为“朝阳”方式，围绕着导引头的光轴旋转。光环的上半部分分为非常高的传输部分

和非常低的传输部分。红外目标显示在一个高传输部分。光环的另一半具有50%的传输率。这减少了红外传感器所需的动态范围。在光环旋转时，进入红外传感器的来自目标的红外能量将部分以方波的形式变化，如图4.9所示。波形的方波部分随着光环上半部分开始通过目标而开始。由于传感器知道光环的角度位置，所以在波形的方波部分计时它就能感知目标的方向。这使得导引能够进行纠正，调整导弹使其对准目标。

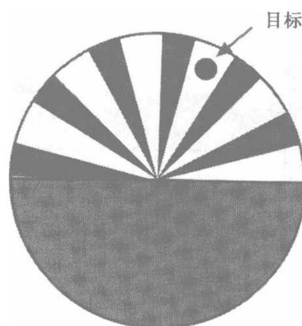


图4.8　光环对来自目标热源的能量调制成其位置相对于导引头的一个函数

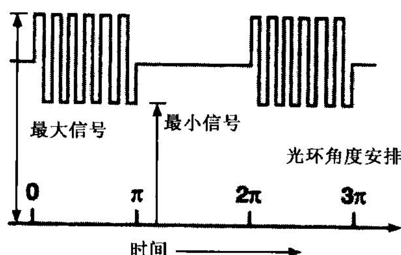


图4.9　旋转的光环产生了一个确定热源纠正方向的样式

图4.10显示了最大信号功率值，它与目标到传感器光轴的角度偏移量有关。当目标接近中心时，高传输部分不接纳整个目标。随着它远离中心，有更多部分的目标会通过。一旦整个目标都通过了，到红外传感器的峰值能量电平将不再增加。这意味着当目标距离光

环中心相当近时，传感器将只提供成比例的纠正输入。这也意味着导引头没有办法鉴别接近光环外沿的高能量假目标。

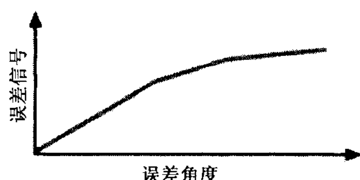


图 4.10　一旦高传输部分足够宽能够通过整个目标，图 4.8 中来自光环的误差信号就将变平

图 4.11 显示了一个具有“马车轮”样式的非旋转的光环。为了生成控制信息，进入导引头的能量是下垂推动光轴的。如果目标位于光轴上，它将导致一个恒定幅度的能量方波到达传感器。但是，如果目标脱离了圆心，那么图像就要在一个如图所示的偏置圆上移动。这就造成了图下方显示的不规则的方波。控制组然后确定导弹必须在偏离窄脉冲的方向进行调整。

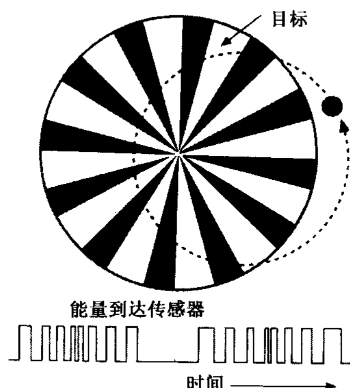


图 4.11　“马车轮”光环保持固定，尽管固定目标的图像是下垂的，当目标远离光轴时导致一个不规则的脉冲样式

图 4.12 和图 4.13 显示了两个更复杂的光环类型。图 4.12 所示为一个多频率旋转光环。由于在每个环中都有不同数量的段，传感器所见到的脉冲的数量是以从光轴到目标的角度距离的一个函数而变化的。这支持了按比例控制。图 4.13 显示了一个具有曲线轮辐的旋转的光环以区别直线目标（如地平线），在不同的偏移角上有不同数目的轮辐以实现按比例的方向控制。

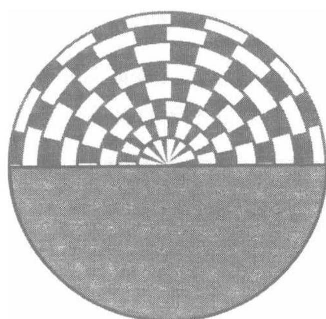


图 4.12　多频率的光环在距离旋转中心不同的距离上具有不同数量的段

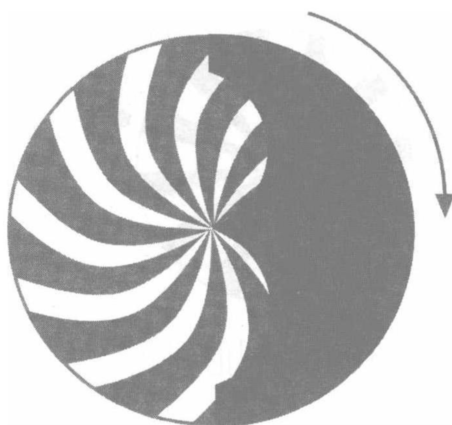


图 4.13　曲线形的轮辐对直线目标进行鉴别

为了避免到达目标时，导弹上极高的 g 力，导弹采用比例导航，如图 4.14 所示。如果飞机和导弹速度都是固定的，导弹速度矢量和其导引头光轴的一个固定偏移角（θ）将造成最合适的截获。如果导弹和飞机其中一个在加速（比如目标正在进行规避），要将导弹回归到适宜的偏移角必须进行修正。

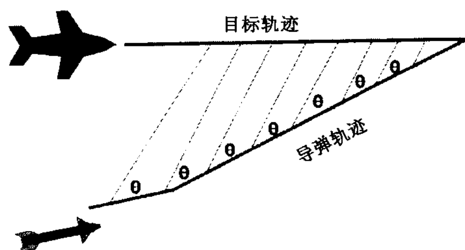


图 4.14　比例导航可以让导弹以最小 g 力去截获目标

4.3　红外行扫描器

红外行扫描器（IRLS）是可用于多种侦察应用的几种红外设备之一。IRLS 可提供对所覆盖区域的红外地图。它安装在有人驾驶飞机或无人机上，以相对较低的飞行高度飞越感兴趣的地区。IRLS 通过在车辆地面跟踪的角度增量上扫描红外探测仪，形成一个二维图像，而第二维是通过平台沿着其地面轨迹运动而提供的。

4.3.1　地雷探测应用

IRLS 有多种军事和民用用途，通过探测和定位地雷可以很好地理解 IRLS 的特点和局限性。这种探测地雷的方法是切实可行的，因为埋在地下的地雷将以与周围土壤（或沙地）不同的速率获得或散失热量。这样，地雷在一天温度变化的时段中，比如在太阳刚落山后，就具有与四周不同的温度。但是，红外传感器的分辨率必须足以将地雷的温度同土地的温度区分开来，同时必须具有足够的角

度分辨率，将其同埋在地下的其他物体（比如岩石）区分开来。

4.3.1.1　范例

假设埋藏的地雷直径大约 6 英寸，则传感器必须具有 3 英寸的分辨率才能以足够高的精度识别地雷。另外，假设飞机或无人机以 100 海里/小时（节）的速度飞行，IRST 按图 4.15 所示在地面径迹内扫描一个 60° 的区域。最后，假设红外传感器具有 0.25mrad 的孔径，同时红外能量电平是采用 8 比特进行数字化的。因为土壤会具有一个相对很宽的温度范围，所以是需要这样的高分辨率的，而且可能需要进行任务后的分析以发现地雷与在此温度范围内任何一点土壤之间细微的温度差别。

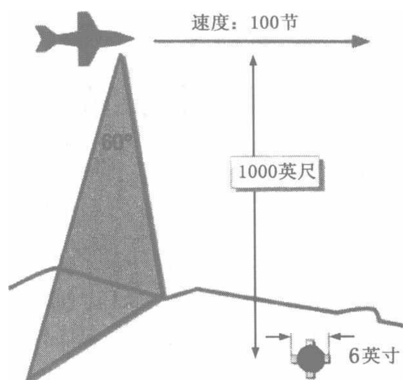


图 4.15　一架有人驾驶飞机或无人机正沿着其地面径迹对条状进行搜索，其红外传感器能够探测到 6 英寸大小的地雷。飞行器以 100 节的速度在距离地面 1000 英尺的高度飞行

首先，让我们确定飞机能够飞多高，仍能从传感器中获得所需的 3 英寸的分辨率。所要求的高度是：

地面分辨率距离比 sin（传感器孔径角度）

在 0.25mrad 孔径角度，我们在 1000 英尺获得 3 英寸的分辨率。

图 4.16 所示为 0.25mrad 传感器瞬时视野的地面分辨率与高度的比。

飞行物能够以任何速度飞行，但扫描率必须足够快，能够沿着飞行路径每 3 英寸就进行一个跨径迹的扫描。以我们所选定的 100 节的速度，该飞行物以 169 英尺每秒的速度飞过地面：

100×（6076 英尺/小时）/（3600 秒/小时）＝169 英尺/秒

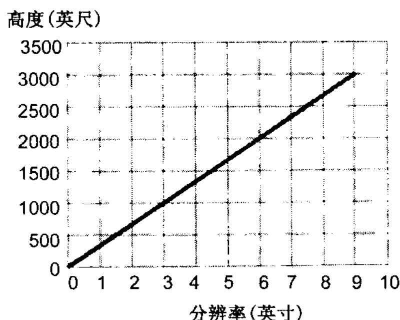


图 4.16　由 0.25mrad 传感器所提供的地面分辨率显示为所搜索地区上空高度的一个函数

每 3 英寸扫描一次需要每英尺扫描 4 次或者是在 100 节速度时每秒扫描 676 次。

红外传感器的采样也必须针对传感器在地面上以跨径迹扫描的方式每移动 3 英寸进行一次。跨径迹的地面覆盖宽度（条状宽度）是：

$$2\times\sin(1/2\times\text{扫描角})\times\text{高度}=2\sin(30^\circ)\times1000\ \text{英尺}=1000\ \text{英尺}$$

每 3 英寸一个样本需要每个扫描进行 4000 次采样。采样率是 676×4000＝270 万样本每秒。每个样本 8 比特，其数据率就达到 21.6Mbps。考虑通常 16%的数据上浮，这就变成了 25Mbps。

速度对高度的比值（V/H）是一个影响所需数据率的工作参数，用弧度每秒表示。为了理解这个单位的选取，考虑从飞机下方地面上的一个固定点来观察飞机。记住，弧度是半径沿着圆的周长运动，从圆心观察得到的角度。这样，对应的每个单位时间的角度，转换成弧度，将等于速度除以半径（即地面上的高度）。图 4.17 显示了

一个 V/H 为 0.174rad/s 的速度对高度的关系（保持 3 英寸的地面分辨率距离，同时对特殊的地雷分辨率载荷以特定的数据率使高度最小）。

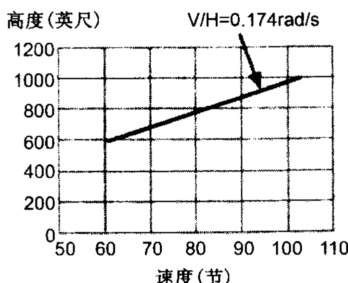


图 4.17

图 4.18 显示了在一个 60° 带状宽度上获得地雷分辨率数据所需的数据率，它与高度和飞行器的速度有关。从这个典型的例子中可以看出，探测埋藏的地雷需要机载平台低空慢速飞行，搜集并分析大量数据。探测较大的目标（比如地下掩体中的坦克）需要小一些的角度分辨率。这就可以在较高的高度并以较快的速度和/或大的条状宽度进行。但是，在红外行扫描器的应用中总是希望获得高数据率的，因为需要获得细微的温度分辨率和大的温度范围。如果飞行器是无人驾驶的或由于其他原因，数据是链接到一个地面站的，那么就需要一个宽带宽的数据链。

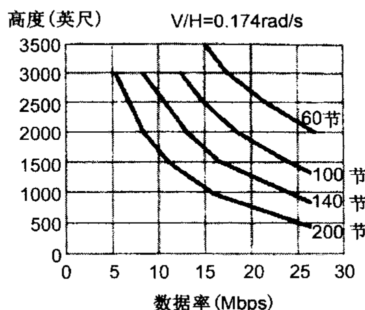


图 4.18

4.4 红外成像

成像包括对一个二维图像的捕获和显示。这可以是在可见光波长范围内（电视），也可以在不可见光波长范围内。这里我们关注的是在红外波长范围内的成像。对于所有以电子手段实现的成像，所显示的图像是分成像素的。一个像素就是屏幕上的一点。要生成达到所要求品质的图像，就必须要有足够多的像素。系统捕获并存储在每个像素上显示的亮度或亮度和颜色，然后在屏幕上每个像素位置上显示适当的值。屏幕显示可以由一个光栅扫描生成，如图 4.19 所示，也可以通过阵列形成，如图 4.20 所示。

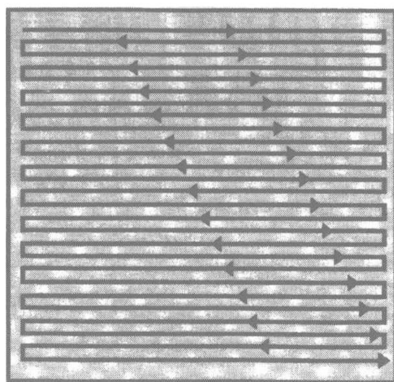


图 4.19　光栅扫描覆盖了一个二维场。每根扫描线上像素之间的间隔与扫描线的间隔大致相同

如果一个成像系统是对地面成像，那么像素和地面上可分辨距离的关系如图 4.21 所示。如果系统是水平或向上成像，也可以应用同样的关系，但可分辨距离就是到各个观测物体的距离的函数。

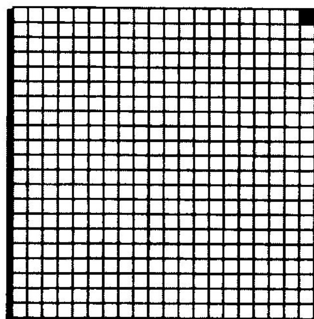


图 4.20　一组显示点可以形成一幅图，例如，液晶显示器部分。每个单元提供一个像素

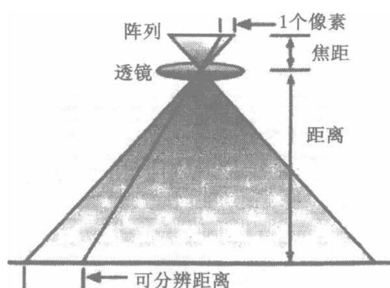


图 4.21　在一个成像显示器（或光栅）上的每个像素都代表了在观测物体距离上的一个可分辨距离

4.4.1　前视红外

前视红外（FLIR）系统捕获并显示一个二维温度场。它在远红外域工作，在这个区域任何物体都会辐射红外能量。通过区分物体和背景的温度，FLIR 可以让操作员探测并识别常见的物体。显示是单色的，每个像素的亮度代表了在所观测的场中该位置的温度。FLIR 相对可见光电视系统具有某些优势，就是它们能日夜工作。另外，由于它们能区分物体间的温度或红外辐射率，它们通常能发现在树

从或隐蔽物后的不为可见光电视所发现的具有军事意义的物体。

FLIR 可以采用如图 4.22 所示的串行或并行处理，即二维红外阵列。通过串行处理，FLIR 采用镜面在一个二维视角范围内以光栅扫描的方式扫描单个红外传感器的指向。整个场景出现在一个 CRT 上。像素通过在扫描线上的采样数量，以及平行线之间的间隔来确定。通过并行处理，一排探测器扫描一个角度区域，以提供二维的区域覆盖。传感器阵列的每个单元都进行一系列的测量，所以像素是通过阵列单元的数目，以及（每个传感器）扫描线样本的数目确定的。一个二维阵列一次捕获所有的覆盖区域，每个像素由一个阵列单元捕获。

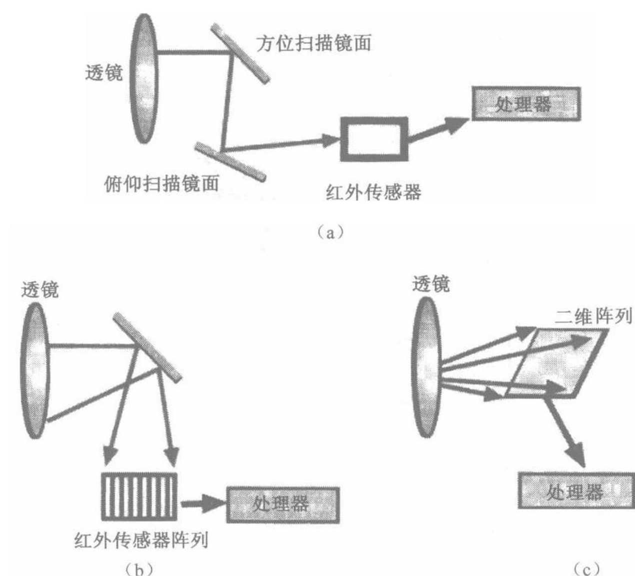


图 4.22　(a) 串行处理 FLIR 用两个镜面顺序地以光栅模式聚焦到单个红外传感器上。(b) FLIR 采用并行处理用旋转镜面在一个场景中扫描一个线性阵列，从而在每个传感器中生成一系列像素。(c) FLIR 使用一个二维红外传感器阵列瞬时捕获正在观测的整个场景

FLIR 产生的数据率是一个帧（覆盖的二维角度区域）中像素的数目、每秒帧的数目和每个样本分辨率的比特数的乘积。注意，一个样本形成一个像素。

4.4.2 红外成像跟踪

一些现代的面对空导弹采用成像制导。在这种方法中，接近目标的区域是由一个工作在远红外区域的二维红外阵列观测的。中等温度的物体在这个区域辐射，所以该阵列观察较暖的飞机和较冷的天空之间的对比。处理器将观察来自阵列的大量像素的形状，显示出适当的对比度（如图 4.23 所示）。然后确定该像素分布证实为目标，并调整导弹朝向相应的方向。只需要一些像素就可以确定目标大致的大小和形状，并将它从更小的诱饵中区分出来（与需要大量像素形成高质量的图像不同）。

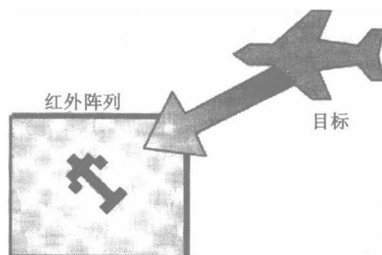


图 4.23　一个成像制导系统根据一些像素将其跟踪的目标区分出来

4.4.3 红外搜索与跟踪

红外搜索与跟踪（IRST）设备用于飞机和舰船上，以探测敌方飞机。IRST 并不采用成像，但也是在一个冷背景中搜索较暖的点目标。它采用如图 4.24 所示的一个红外传感器阵列扫描一个大的角度区域。它探测红外目标，同时快速覆盖其角度距离。然后，它提

供必需的数据，将目标跟踪信息提交传感器。

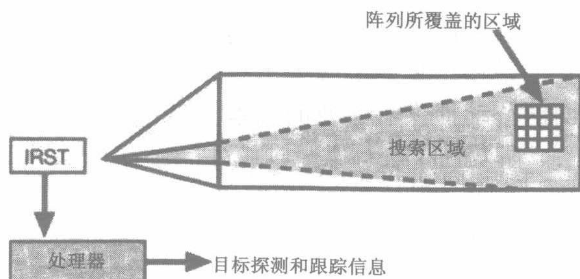


图 4.24　一个 IRST 传感器以小型阵列扫描宽角度区域，探测并跟踪冷环境下较暖的点目标

4.5　夜视设备

“沙漠风暴”行动于 1991 年 1 月 15 日夜晚开始。选择在那个特殊的日子开战毫无疑问有着复杂的政治和军事考虑。但是，当你意识到当天夜晚漆黑无月，就可以发现其中很明显的一个因素就是盟军具有在完全无光的黑夜作战的能力，而伊拉克的作战能力只能在白天才能发挥。

盟军在其部队中部署使用了大量夜视设备，并且经常进行战术训练。这些夜视设备有三代产品，完全是无源的，能放大非常弱的可见光，即使在有云层覆盖的无月的夜晚。

4.5.1　设备类型

夜视设备包括微光电视（L^3TV）、卡车和坦克驾驶员的取景器、武器瞄准器，以及飞行员和地面部队所使用的夜视目镜等。这些设备与前视红外的区别在于前视红外接收物体辐射的红外能量，而夜

视设备是放大物体反射的光。前视红外可以在完全黑暗中工作，而夜视设备需要一些（尽管很少）光。

光放大设备具有比前视红外便宜的优点，因此应用也广得多。另外，由于它们是在可见光范围内工作，为飞机和地面车辆的机动及部队在地面的移动提供了必要的线索。但是，由于夜视设备没有提供周围视觉，所以需要进行大量训练才能进行有效的战术应用。

4.5.2 传统的夜战

夜战一直都是军事行动的一部分，但这要取决隐身和个人感知的扩展。例如，考虑每个新入伍的步兵最不喜欢的训练演习——步兵排的夜间进攻。其过程就是在黑暗中尽可能地机动接近敌人。部队单列行进，每个士兵跟随队列中前一位士兵帽子后面钉的铝带。部队通过只使用红灯来阅读地图来小心地保护部队的夜视。要训练部队人员使他们的眼睛不断转动，同时使用对光更敏感的间接视力。如果你直接盯着黑暗中的一个物体（如同打枪瞄准那样），就可能削弱你的视觉。最理想的情况就是，部队能够在被发现之前就悄悄接近敌方，进入最后的攻击阵地（面向敌人）。然后，发射的照明弹将照亮战场，从而可以使用白天的战术（完全破坏其中每个人的夜视）。

拥有了现代夜视设备，部队就可以在完全黑暗中更快地移动，并且更精确地开火。

4.5.3 发展历史

在研制光放大设备之前，有一种叫做“狙击手瞄准镜”的装置使用了红外聚光灯和红外传感瞄准镜，在“完全黑暗”（指没有肉眼能够感受到的光）中发射武器。部队要求在聚光灯开启之前打开瞄准镜，这样就可以看见每一次闪光，打死那些不走运的敌人。你可以发现这些设备有着明显的缺陷，但目前还在战术车辆上使用。

在越南战争期间，被称作“星光瞄准镜”的第一代光放大设备投入使用，可以提供几百码距离的可见度，但要发出“呜呜”的声音同时在遇到一个明亮光源的情况下会因“开花”而遮住整个图像。

第二代技术（1980 年）包括安装在头盔上的目镜，用于直升机飞行员，以及机枪和其他由机组成员使用武器的瞄准镜。这些设备增大了作用距离，能从光饱和中快速恢复。但是，它们的管子寿命短，并且容易被驾驶舱中的灯光所饱和。需要使用蓝/绿仪表灯光并且在目镜上加装相应的滤光器。

第三代技术提高了灵敏度，减小了体积，延长了管子寿命，减少了“开花”现象，并且将可见度延伸到近红外区。红外功能让夜视目镜能够看见 1.06μm 的激光指示器。

4.5.4　频谱响应

图 4.25 显示了人眼对波长的相应反应，将第二代和第三代光放大设备的响应进行了比较。

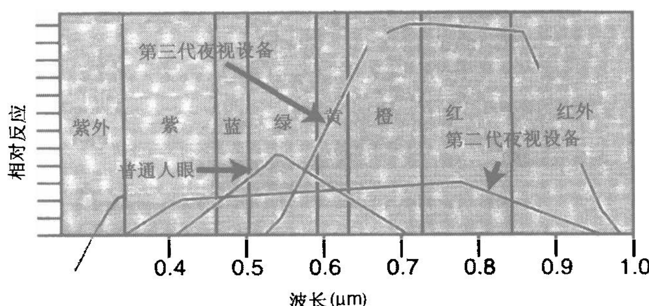


图 4.25　第三代夜视设备在可见光和红外区域中工作

4.5.5　实施

图 4.26 显示了第一代光放大设备的工作原理。光进入特别覆盖

了电极的屏幕（倍增极）导致电子辐射，通过高压在真空中加速并且通过磁场保持聚焦。这些加速的电子通过撞击荧光屏被转换回光图像。要获得所要的放大需有三级。

图 4.27 显示出了第二代设备的工作原理。它们综合使用了真空设备和微通道板以取得必要的增益。

微通道板是具有 10^6 量级引导线孔的玻璃片。电子撞击管壁，撞出次级电子。次级辐射导致每个初级电子产生大约 3×10^4 出射电子。这些次级电子被加速并在荧光屏上聚焦进行显示。

第三代设备在微通道板上取得所有的放大效果，如图 4.28 所示。管子是倾斜的，以确保原电子与管子的引线撞击。

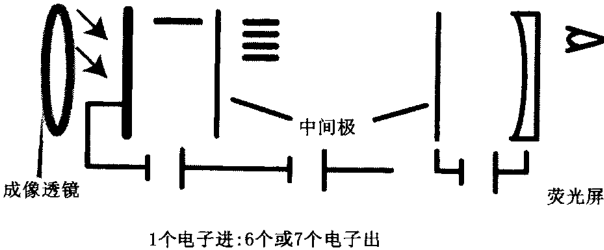


图 4.26　第一代光放大设备在倍增极中进行放大

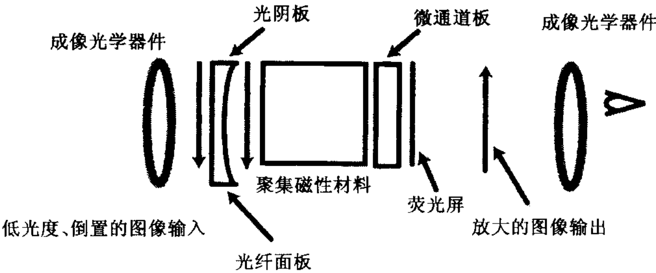


图 4.27　第二代夜视设备包含了真空和微通道技术



图 4.28　第三代夜视设备在一个微通道板上生成所有的增益

4.6　激光目标指示

激光指示器和测距仪长期以来都用于对付固定或机动的地面目标，目前也是直升机和固定翼飞机的巨大威胁。

4.6.1　激光指示器的工作

当激光照射到一个物体上时，来自物体表面激光闪射中就存在大量能量。具有激光接收机的导弹能够对这些闪射进行制导，实现特别精确的目标交战。通常，激光照射器（称作指示器）是编码的，提高了导弹中接收机对太阳闪光和其他能量干扰源的鉴别能力。

导弹必须要采取某种制导方案（多传感器、移动光环等），以提供到达目标的角度误差信号。其接收机设计用于只接收指示器波长的激光能量。它的处理电路以适当的编码进行量化并把角度误差信号转换为制导指令。

如图 4.29 所示，指示器并不需要位于攻击平台上。在这种情形下，一架飞机或无人机对目标进行指示，如果目标是移动的则还对目标进行跟踪。另一架飞机发射导弹，对来自目标的指示闪射进行制导。导弹是发射后不管的武器，可以让攻击飞机对多个目标进行

交战同时在导弹发射后能够尽快离开该区域。进行目标指示的飞机必须与目标保持在视线范围内，从而使指示保持在目标上直到导弹完成攻击。

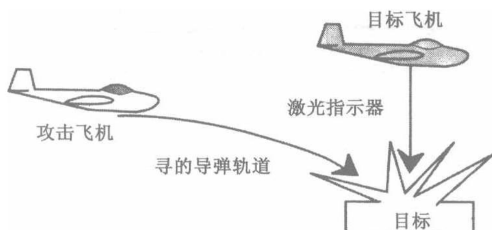


图 4.29　飞行平台置于目标上的激光指示可以让来自另一个平台的导弹对目标的闪射进行制导

图 4.30 显示了一个采用激光指示的地对地攻击。攻击平台将激光指示置于目标上，同时发射激光制导导弹。在整个交战过程中，攻击平台和目标必须保持在视距内，以将指示置于目标上。但是，在某些系统中，导弹本身带有激光。这样即使目标进行机动以躲避处于攻击平台视线内，还是可以继续实施攻击的。注意，攻击平台上的激光测距仪能够非常精确地确定到目标的距离，提供非常严密的攻击方案——使任何对抗措施都会变得更加复杂。

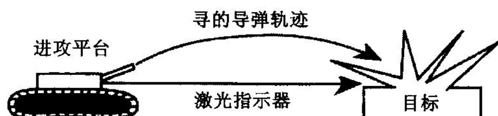


图 4.30　一个地面移动武器能够进行激光指示并发射制导导弹

4.6.2　激光告警

对抗激光制导武器的第一步就是确定激光指示是否已经置于目标上。这包括使用如图 4.31 所示的用于地面机动平台和机载平台

上的激光探测系统。这些系统通常具有四个或六个传感器，分布在平台上。由于每个传感器覆盖视轴上 90° 的范围，四个传感器就能提供 360° 水平覆盖和大约±45° 的俯仰覆盖。对于地面车辆，这样的覆盖范围通常已经足够。飞机通常具有六个传感器，基本上提供球形（4 球面度）覆盖。

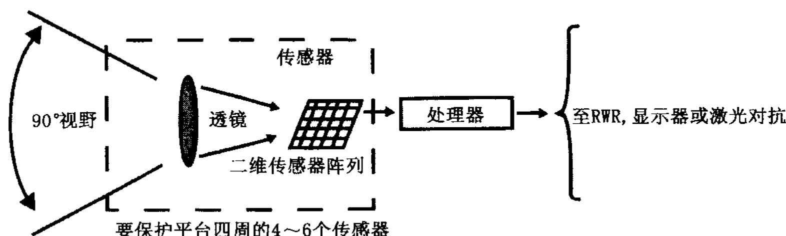


图 4.31　激光告警接收机探测激光指示器的存在、激光的类型及辐射源的方向

每个传感器具有一面透镜，能将入射激光聚焦到一个二维阵列上，该阵列能将激光的方向定位到一个单独的像素上（每个阵列 1 个像素部件）。如果使用多个传感器输出作为一个干涉仪的部件，那么就能取得更高的定位精度。

激光告警接收机处理器确定所接收到的激光的类型及到达方向。它将该信息传递给雷达告警接收机（提供一体化的威胁显示）或用于驱动其自身的威胁显示器。激光告警接收机也能支持对激光指示器及其相关联武器的对抗。

如果一个低功率激光扫描通过导弹所在的角度空间（如图 4.32 所示），激光将通过导弹接收机的透镜，从导弹探测阵列反射，并随着反射返回通过导弹透镜到达被防御设备上的接收机而进一步加强。通过接收被反射信号并完成到达方向分析，对抗系统将确定导弹的角度位置。

羽烟探测器是对抗系统确定导弹位置的另一种方法。

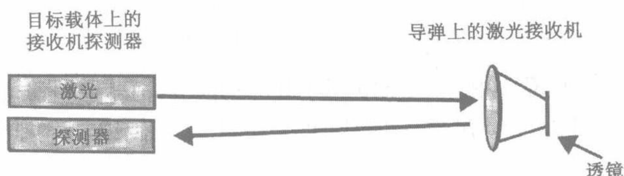


图 4.32　来自敌方接收机探测器的激光反射将由于两次通过敌方接收机的透镜而得到加强

4.6.3　对激光寻的导弹的对抗

对激光寻的导弹有有源对抗和无源对抗两种措施。

有源对抗（如图 4.33 所示）包括对导弹或指示器的对抗。由于导弹的位置可以通过探测其羽烟或者来自其寻的接收机的激光反射来确定，从而可以生成一个发射反导弹导弹的方案。指示器必须与目标位于视线距离内，这样精确的激光告警接收机将提供一个导弹发射方案去攻击指示平台（地面或空中的平台）。

导弹也能够通过使用高功率激光进行电子攻击，迷惑导弹接收机（饱和其传感器）或破坏其传感器。

如果一个较低功率的激光具有欺骗干扰信号，使导弹接收机将未校正的误差信号传递给导弹制导，将导致导弹偏离目标。

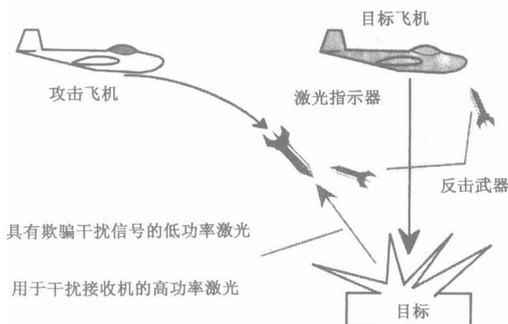


图 4.33　激光有源对抗包括对指示器或导弹的干扰、对抗，或迷惑其导弹接收机

无源对抗措施使目标模糊，让攻击平台难以对目标进行攻击并使激光难以正确地瞄准。模糊也降低了激光照射到目标上闪射的能量。最后，模糊将减少传送到导弹接收机的激光信号，使其不能获得制导必需的误差信号。

生成烟雾以模糊红外、可见光或紫外信号是一个重要的对抗措施。向地面目标喷水也可以在被保护的平台附近生成浓密的烟雾——这也会有效地对宽谱信号频率进行保护。

4.7　红 外 对 抗

对红外制导导弹的对抗措施包括曳光弹、干扰机、诱饵和红外箔条。

4.7.1　曳光弹

对红外制导导弹的主要对抗措施是飞机投掷的高温曳光弹，它可以打破当前多种类型的导弹对飞机的锁定。曳光弹破坏导弹对飞机的锁定使导弹去跟踪曳光弹。尽管曳光弹比要保护的飞机小很多，但它更热。这样，曳光弹就会辐射更多的红外能量。如图 4.34 所示，导弹跟踪器对在其视野范围总红外能量的质心进行跟踪。由于曳光弹具有更多的能量，其能量质心更靠近曳光弹。当曳光弹从被保护的飞机分离时，质心被拖引。一旦飞机离开了导弹的视野，导弹就去跟踪曳光弹。

较新型的武器采用所谓的“双色”跟踪器来克服曳光弹的能量优势。图 4.2 所示的黑体曲线显示出针对每个目标温度都存在一个独特的能量与波长的曲线。如图 4.35 所示，曳光弹在 2000K 时的频谱辐射相对于波长，同温度低得多的被跟踪飞机相比，具有差异非常大的形状。通过测量并比较两个波长的能量（即颜色），传感

器能够有效确定所跟踪目标的温度。双色跟踪能够使其分辨更热的曳光弹并继续跟踪目标。这就极大地提高了所需对抗措施的复杂度。为了诱骗双色跟踪器，有必要使用一个大型的、处于正确温度下的投掷式物体，或是以其他方式诱骗导弹传感器，使其在所测的两个波长处接收到适当的能量比。

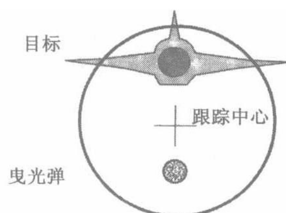


图 4.34　曳光弹具有比目标更多的红外能，导弹朝着其跟踪器中的红外能的中心进行调整。这样，导弹就被诱骗脱离目标

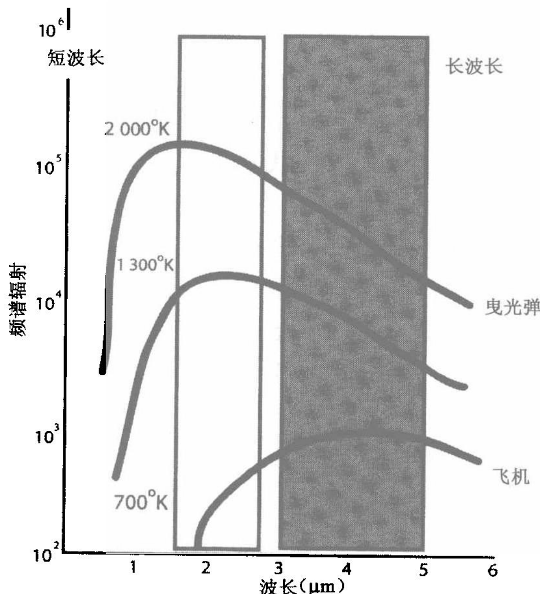


图 4.35　双色传感器通过在两个频率上比较能量从而确定目标的温度

曳光弹的不足之处在于它们是一次使用的，这样就限制了其使用数量。同样，由于它们非常热，具有很大的安全危害性，使其不能在民用飞机上使用。

4.7.2　红外干扰机

红外干扰机产生红外信号去攻击传递给红外制导武器上传感器的制导信号。它们提供与 4.2 节中所描述的通过光环的目标的红外能生成的红外信号相似的信号。当干扰信号和调制目标能量信号被导弹的红外传感器所接收时，它们就导致跟踪器产生不正确的制导命令。

红外干扰机的优化使用需要得到被干扰导弹导引头的旋转-遮断（spin-and-chop）频率。这可以通过用激光扫描导弹跟踪器来测量。红外探测器的表面是反射的，透镜给予了激光双重的优势（在进入和返回的途径上都要进行放大）。由于光环在传感器上移动（参见 4.2 节），反射信号的电平也要随之变化。这就让处理器能够重构到达武器红外传感器的能量方向图的波形和相位。

一旦确定了导弹的跟踪信号，红外干扰机能够产生一个如图 4.36 所示的错误的脉冲样式，它将使导弹跟踪信号生成不正确的控制命令，其方式与欺骗式射频干扰机的效果相类似。即使没有关于特定攻击导弹跟踪的直接信息，也要产生并发射通用的虚假跟踪信号。

红外干扰信号包括红外能的脉冲，它能够以几种方式生成。其中一个方式就是照射氙灯或弧灯。另一个方式就是将大量热材料（也叫“热砖”）按时间控制的方式暴露，如图 4.37 所示。机械快门让热砖暴露以产生所需的干扰信号。所有这些技术都在一个很宽的角度范围生成干扰信号以进行较全面的防护。

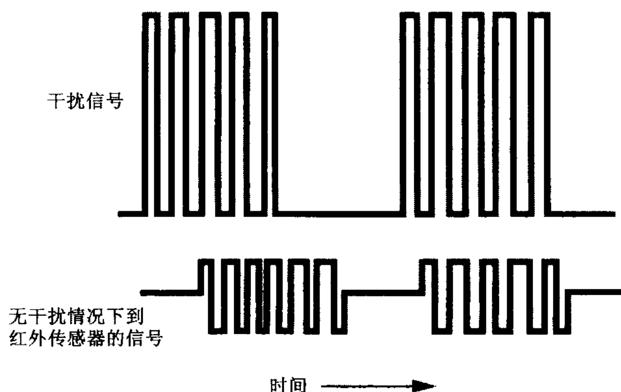


图 4.36　更强的干扰信号在导弹红外接收机中结合了目标的红外特征，破坏了由导弹导引头处理的角度跟踪信号

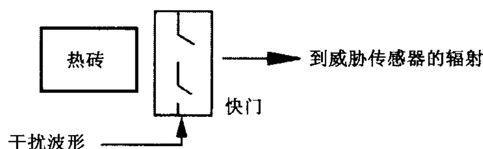


图 4.37　红外干扰机能够通过开启机械快门向威胁传感器顺序地暴露“热砖”的热量从而形成干扰信号

第三种方式就是通过红外激光器来生成干扰信号。激光容易调制，能够产生很高电平的干扰信号，但是在带宽上很窄。这样，它必须要精确地指向它所要干扰的跟踪器。这就需要由具有高角度分辨率的红外传感器控制的波束调整。传感器通常对携载有跟踪器（比如导弹）的平台的红外特征进行探测。由于接收机端的高信号电平，红外激光干扰就能保护大型平台。

注意，如果位于被保护目标上的干扰机不能欺骗导弹跟踪器，那它就反而会成为一个信标，提高导弹跟踪的精度。

4.7.3　红外诱饵

红外诱饵能够用于让各种被保护的平台摆脱红外导弹。诱饵可以是固定的，也可以是机动的，从而对武器的跟踪器进行最优化的欺骗。在某些条件下，它们可以比曳光弹更大，以在较低温度下提供更多的能量。

诱饵辐射的红外能与固定或机动地面设备辐射的在数量级上是相同的，能够饱和敌方的目标瞄准能力。

4.7.4　红外箔条

如果从飞机上或通过舰船发射的火箭投掷的材料具有很强的红外特征，它就像雷达箔条针对雷达控制的武器一样针对红外制导武器具有相同的防护能力。红外箔条能够燃烧或闷烧以生成适当的红外特征，或者是快速氧化，将温度提高到适当的水平。由于箔条云占据大片区域，在对抗某些跟踪上它可能更有效。同射频箔条一样，红外箔条能够用于打破导弹的跟踪或提高背景温度让目标捕获更加困难。

第 5 章　对通信信号的电子战

本章中，我们将讲述与通信信号有关的电子战，内容包括无线电传播、威胁环境的性质和各个信号的特征，还包括与通信信号相关的搜索、截获和干扰等问题的讨论。在战场态势中，战术通信环境是非常密集的，这是在所有通信电子战活动中都必须考虑的重要问题。

5.1 频率范围

战术通信主要在高频（HF）、甚高频（VHF）和超高频（UHF）频段进行，如图 5.1 所示。但是，固定的点对点、卫星和空地数据链通信信号也必须看做通信信号。表 5.1 列出了每种类型中通信链路的典型应用。

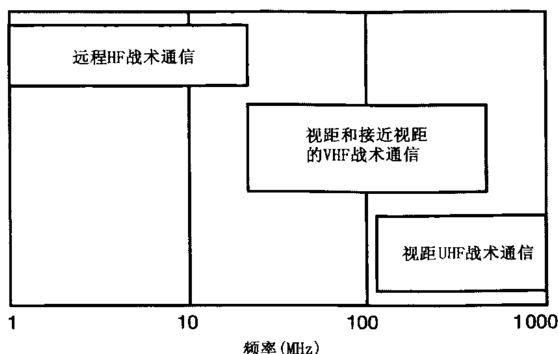


图 5.1　战术通信通常在 HF、VHF 和 UHF 频段中进行

一般而言，频率越高，通信链路就越依赖于发射机与接收机之间明晰的视线，但带宽也越大。对每个波段都有特殊的考虑。

表 5.1　通信链路

军事应用	链路类型	频率范围
战术指挥与控制（地面）	地面点对点和空地	HF、VHF 和 UHF
战术指挥与控制（空中）	空地和空空	VHF 和 UHF
无人机指挥和数据	空地、空中中继和卫星	微波
战略指挥与控制	卫星	微波

5.2　HF 传播

本节只是提供了一个对复杂 HF 传播的总体理解。HF 传播的特征会随着影响电离层的时间、季节、地点和条件（比如太阳黑子的活动）的变化而变化。Richard Groller 于 1990 年在《电子防御杂志》上发表了一篇非常优秀的文章“单站定位 HF 测向”，这被认为是进行深入研究的起点。另外也可以阅读诸如《无线电工程师参考数据》这样的手册，这本手册包括了 HF 传播的典型曲线。最后，对于特殊的电离层条件、传播参数和其他范例，“联邦通信委员会”的网站上还有一些数据（http://www.fcc.gov）。

在本节中，我们将讨论电离层、电离层反射、HF 传播途径和单站定位设备的运行等。本节主要的参考文献就是 Groller 先生的文章及《无线电工程师参考数据》手册。

HF 传播可以通过视线、地波或天波进行。在存在视线的情况下，可以通过 5.3 节中的关于 VHF 和 UHF 的传播公式对传播进行预测。围绕地球的地波，与传播路径表面的品质密切相关。“联邦通信委员会”的网站上对这种传播模式有一些曲线。如果超过 160km，HF 传播就依靠电离层反射的天波。

5.2.1 电离层

电离层即为地表上空 50～500km 处的电离气体区域。它反射中高频范围的无线电传输信号。如图 5.2 所示，电离层分为几层：

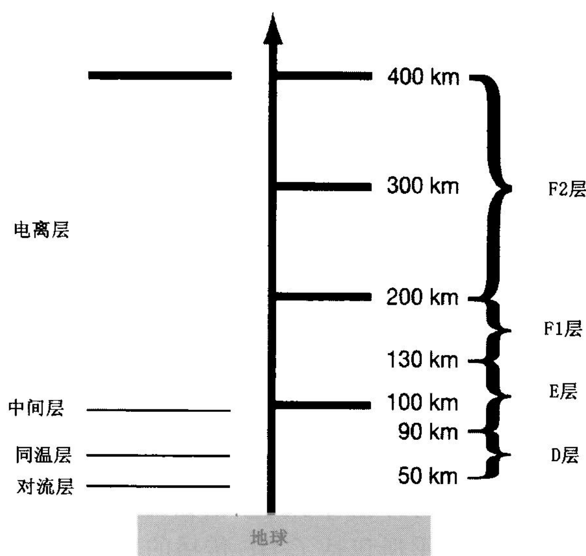


图 5.2　电离层被分为 D、E、F1 和 F2 层

- D 层位于地球上方 50～90km 处。它是吸收层，其吸收量随着频率的上升而降低。它在中午时分吸收量最大，日落后吸收量最小。
- E 层位于地球上方 90～130km 处。它在白天反射近、中距离的 HF 传播的无线电信号，其强度与太阳辐射有关，并随季节和太阳黑子的活动而变化。
- 离散 E 层是引发短期暂时性电离层的环境，它出现于夏天，主要位于东南亚和南中国海。它会导致 HF 传播的短期变化。

- F1 层从地球上空约 175km 处延伸到 250km 处。它只存在于白天，而且在夏季和太阳黑子活动剧烈期最强。这在中纬度地区最明显。
- F2 层从地球上空约 250km 处延伸到 400km 处。它比较持久但变化很大，HF 传播可在该层远距离、夜间传播。

5.2.2 电离层反射

电离层反射的特点是有效高度和临界频率。有效高度（如图 5.3 所示）是信号在电离层中明显的反射点。该高度可由声波探测器测得，它向上垂直发射信号并对往返传播时间进行测量。随着频率提高，有效高度增大，直到抵达临界频率为止。在临界频率处，传播信号将通过电离层。如果有更高一层的电离层，有效高度也就更高。

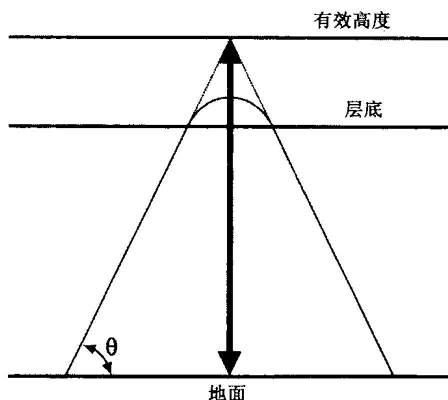


图 5.3　电离层的有效高度是 HF 发射信号的明显反射点

发生反射的最大频率还与仰角（图 5.3 中的θ）和临界频率（F_{CR}）有关。最大可用频率（MUF）由下式确定：

$$MUF=F_{CR}+\sec(\theta)$$

5.2.3　HF 传播路径

如图 5.4 所示，在一个发射机与一个接收机之间根据电离层环境不同而存在几条不同的传播路径。如果天波通过一个电离层，它可能被更高一层的电离层反射。E 层可能有一次以上的反射，这取决于传播距离。如果穿透了 E 层，那么 F 层反射的次数可能达一次以上。在夜晚，可能会经 F2 层反射；而在白天，会经 F1 层反射。根据当地上空各电离层的密度，还可能从 F 层反射到 E 层，再反射到 F 层，最后回到地球。

所接收的天波传播功率可通过下式预测：

$$P_R=P_T+G_T+G_R-(L_B+L_i+L_G+Y_P+L_F)$$

其中，P_T 为发射功率；G_T 为发射天线增益；G_R 为接收天线增益；L_B 为发散损耗；L_i 为电离层吸收损耗；L_G 为地面反射损耗（多次反射）；Y_P 为其他损耗（聚焦、多径、极化等）；L_F 为衰减损耗。公式中所有项都是以分贝为单位的。

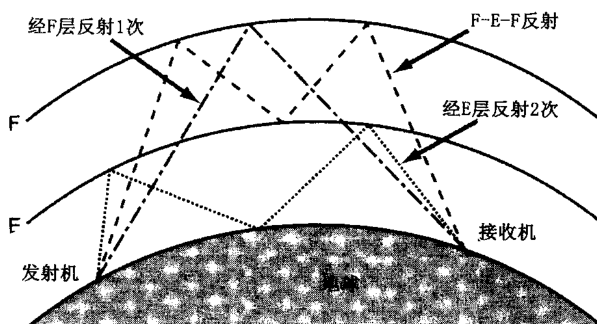


图 5.4　从发射机到远处接收机存在几条可能的传播途径，这取决于信号频率、电离层条件及发射机/接收机的位置

5.2.4　单站定位系统

单站定位系统（SSL）通过测量到达信号的方位和仰角来确定 HF 发射机的位置。测得的仰角是来自电离层的反射角。如图 5.5 所示，发射机的仰角与接收机的仰角相同，从单站定位系统到发射机的距离可由下式计算得出：

$$D=2R[\pi/2-B_R-\sin^{-1}(R\cos B_R/\{R+H\})]$$

其中，D 为从单站定位系统到发射机的地表距离；R 为地球半径；B_R 为在接收机处测得的仰角；H 为反射信号的电离层有效高度。

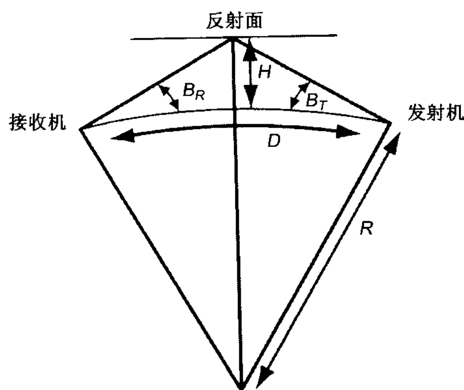


图 5.5　反射的地面距离与电离层高度、发射和接收的仰角范围有关

5.2.5　机载系统的辐射源定位

目前已有大量机载电子战和侦察系统设计用于通过视线来截获并定位 HF 发射机。视线信号和天波信号都抵达飞机，但路径长度上的差异将导致严重的多径干扰。这将使截获变得困难同时对辐射源定位系统的工作造成严重影响。

对这个问题的一个解决方案就是采用增益方向图在顶端为零

的天线。例如，水平环状天线。由于视线辐射源离飞机相对较近，天波信号到达的仰角将非常高。这样，它们就会被天线增益方向图极大地衰减。

5.3 VHF/UHF 传播

VHF/UHF 频段的无线电传播比 HF 频段的无线电传播更易表述，即 VHF 和 UHF 传播可以更好地用公式描述。本节讨论常用的传播模式及其应用。在此只考虑与链路位置有关的损耗。在本频段内，来自大气和降雨的损耗通常都不是很大。

5.3.1 传播模型

《通信手册》第 84 章（第 1182 页）是有关传播模型非常好的参考资料。它对简单模型和复杂模型都进行了讨论。它涵盖了用于户外传播的 Okumura、Hata、Walfish、Bertoni 模型和用于户内传播的 Saleh、SIRCIM 模型。这些模型输入特定的路径特征，因此能为固定站通信提供有价值的信息，但它们在电子战中用处不大。电子战传播通常要应对包含大量真实和潜在链路的动态场景。因此，在电子战应用中通常采用自由空间、双线或刀刃绕射传播模型。

5.3.2 自由空间传播

如图 5.6 所示，自由空间传播（有时称为视线传播）模型适合于没有太大反射路径的传播。这种情况一般出现在高频和高空，在窄波束天线降低反射路径对传播的影响时也会发生。

自由空间传播的传播损耗由下式给出：

$$L=(4\pi)^2d^2/\lambda^2$$

其中，L 为直接损耗比；d 为距离（单位：m）；λ为发射信号波长（单位：m）。

该方程广泛采用的 dB 形式为：

$$L=32.44+20\log(f)+20\log(d)$$

其中，L 为损耗（dB）；f 为发射频率（MHz）；d 为距离（km）。

注意，采用常数 32.44（通常也四舍五入为 32）需要距离以 km 为单位。如果距离是英里，常数则是 36.57（通常简化为 37），如果是海里，常数则为 37.79（通常简化为 38）。

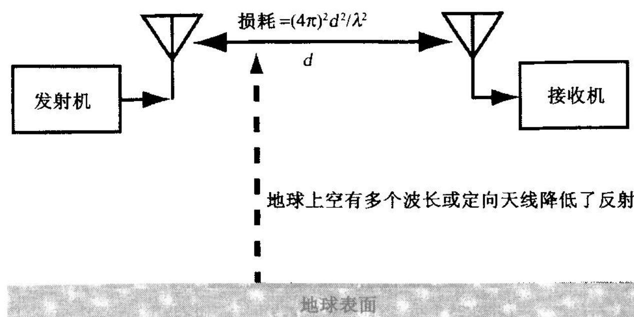


图 5.6　自由空间传播模型通常应用于高频和/或高空情况

5.3.2　双线传播

传播经地球反射一次时，一般采用双线模型。如图 5.7 所示，这种情况发生在信号频率较低和发射接近地球表面时。双线传播的传播损耗与频率无关，它可由下式求出：

$$L=d^4/h_t^2h_r^2$$

其中，L 是直接损耗比；d 是链路距离（m）；h_t 是发射天线的高度（m）；h_r 是接收天线的高度（m）。

该方程的 dB 形式如下：

$$L=120+40\log(d)-20\log(h_t)-20\log(h_r)$$

其中，L 是损耗（dB）；d 是路径距离（km）；h_t 是发射天线的高度（m）；h_r 是接收天线的高度（m）。

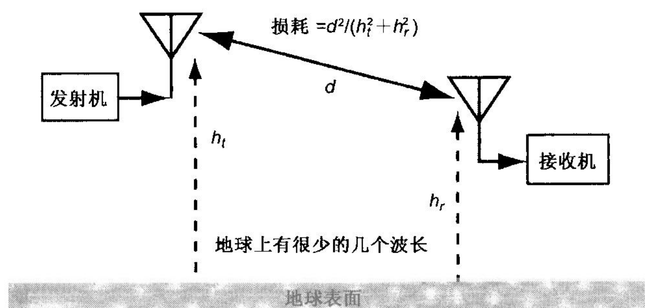


图 5.7　双线传播模型通常应用于较低的频率和高度

如图 5.8 所示，通过计算菲涅尔区（FZ）来确定采用哪一种传播模型。如果路径距离小于 FZ，则采用自由空间模型；如果路径大于 FZ，则采用双线模型。所选择的模型用于整个路径长度。注意，当距离等于 FZ 时，两种模型的传播损耗相同。计算菲涅尔区距离的公式如下：

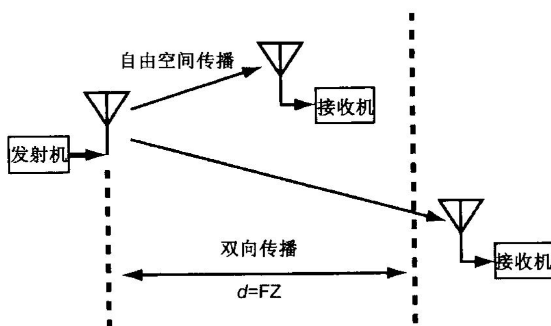


图 5.8　菲涅尔区距离可确定在整个传输距离上应采用自由空间传播还是双线传播

$$\mathrm{FZ}=4\pi h_t h_r/\lambda$$

其中，FZ 为菲涅尔区距离（m）；h_t 为发射天线的高度（m）；h_r 为接收天线的高度（m）；λ为发射信号的波长（m）。此外，还可以用下式来确定 FZ：

$$FZ = (h_t h_r f)/24\,000$$

其中，FZ 的单位为 km，天线高度单位为 m，f 是频率（MHz）。

5.3.4　刀刃传播

当传播路径接近峰脊线或没有完全越过它时，除了前面所述的传播损耗之外，还有一种损耗。这种损耗可以用图 5.9 所示的刀刃传播模型近似表示。注意，在刀刃的接收机一边的距离 d_2 必须等于或大于发射机一边的距离 d_1。距离 d 须由下式计算得出：

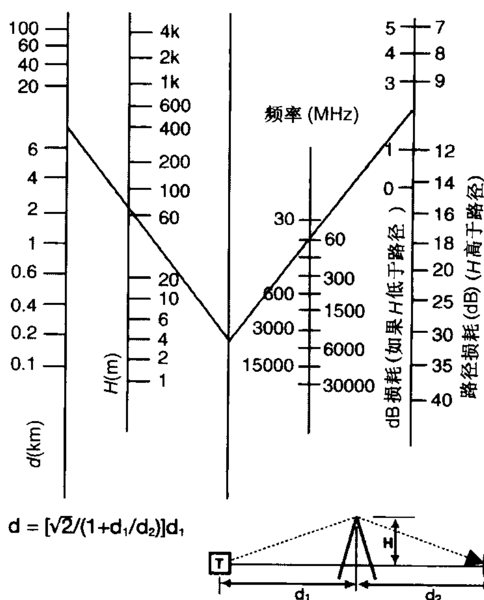


图 5.9　峰脊衍射损耗与频率、发射机和接收机相对刀刃的位置有关

$$d = [\text{sqrt}(2)/(1+d_1/d_2)]d_1$$

在图 5.9 所示的例子中，d_1 和 d_2 均为 14km。直线发射路径在刀刃下方 40m 处通过，发射频率为 150 MHz。

d 计算所得为 10km，所以从 10km 处开始经 40m 处画一条线到标示线。从第一条线的标示交点通过 150 MHz 频率在右边的刻度线上画出第二条线。这条线穿过 10dB，所以除了无障碍路径传播损耗外还有 10dB 的刀刃损耗。注意，发射路径从刀刃上方 40m 处经过而不是从刀刃下方 40m 处通过时，刀刃损耗为 2dB。

5.4 传播介质中的信号

在描述通信链路时，我们将离开发射天线的信号定义为有效辐射功率，单位为 dBm。从字面上来讲这是不正确的，因为 dBm 只定义在电路中。在传播介质（大气层或空间）中，信号是根据场强精确定义的，正确的单位为微伏/米（μV/m）。但是，用 dBm 来描述通过整个链路的信号电平非常方便，因此我们可采用一种方法使其可行，即采用由全向天线接收的以 dBm 为单位的功率来描述空间的信号电平，如图 5.10 所示。如果该理想天线接收到信号传输路径中任何位置的信号，那么天线的输出单位就是 dBm。

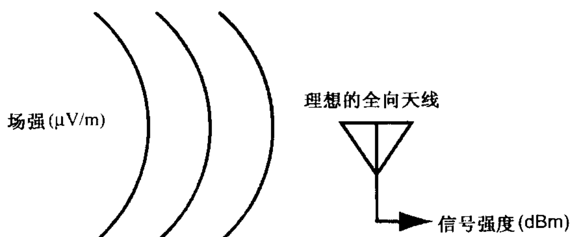


图 5.10　通过计算理想的全向天线所接收到的场强，将其转化为信号强度

由于接收机灵敏度和其他一些重要项可以用μV/m 来描述，我们有时需要在场强和等效信号强度之间来回转换以方便解决传播问题。转换是通过将场强值平方，再乘以全向天线的等效面积，然

后除以自由空间的阻抗来进行的。

天线的等效面积由下式求得：

$$A = G\lambda^2/4\pi$$

其中，

A = 天线面积（m^2）

G = 天线增益（不以 dB 为单位）

λ= 信号波长（m）

对全向天线而言，增益为 1，所以其有效面积仅为$\lambda^2/4\pi$。

天线面积的 dB 形式方程为：

$$A=39+G-20\log(F)$$

其中，

A = 有效面积（dBsm），

G = 增益（dB），

F = 频率（MHz）。

39 是常数（dB），它包括光速的平方、4π和单位转换系数。对全向天线而言，增益为 1（0 dB），因此有效面积（dBsm）为 $39-20\log(F)$。自由空间的阻抗为 120π。

以天线面积乘以场强的平方，再除以自由空间的阻抗即可获得下式：

$$P = E^2\lambda^2/480\pi^2$$

其中，

P=信号强度（W）

E=场强（μV/m）

λ=波长（m）

注意，自由空间阻抗（单位：Ω）为分母部分。

该方程的 dB 形式如下：

$$P=-77+20\log(E)-20\text{Log}(F)$$

其中，

P = 天线输出功率（dBm）

E =场强（μV/m）

F =频率（MHz）

−77 (dB) 包括了 c^2、π^2 和单位转换系数

为了将信号强度（dBm）转换为场强（μV/m），可采用以下公式：

$$E = \mathrm{sqrt}(480\pi^2 P/\lambda^2)$$

其中，

E=场强（μV/m）

P = 信号强度（W），

λ=波长（m）

注意，欧姆单位在分子部分。

该方程的 dB 形式如下：

$$E = \mathrm{Antilog}\{[P+77+20\log(F)]/20\}$$

其中，

E = 场强（μV/m）

P = 信号强度（dBm）

F =工作频率（MHz）

表 5.2 所示为各种频率在各种场强下的信号强度（dBm）。

表 5.2　各种场强、各种频率下的信号强度（dBm）

场强（μV/m）	信号强度 @10MHz	信号强度 @50MHz	信号强度 @100MHz	信号强度 @250MHz	信号强度 @500MHz
1μV/m	−97dBm	−111dBm	−117dBm	−125dBm	−131dBm
3μV/m	−87.5dBm	−101.4dBm	−107.5dBm	−115.4dBm	−121.4dBm
5μV/m	−83dBm	−97dBm	−103dBm	−111dBm	−117dBm
10μV/m	−77dBm	−91dBm	−97dBm	−105dBm	−111dBm
50μV/m	−63dBm	−77dBm	−83dBm	−91dBm	−97dBm
100μV/m	−57dBm	−71dBm	−77dBm	−85dBm	−91dBm

5.5　背景噪声

图 5.11 所示为各种环境下背景噪声与频率的关系。它之所以被称为外部噪声是因为它并不是在接收机内部产生的。外部噪声是许多低功率干扰信号（如引擎火花塞、有轨电车、电机等）的辐射组合。注意，外部噪声在中频和高频段（MF 和 HF）是非常强的，同时会随着频率的升高而降低。

图 5.11 中的数据来自用全向天线在 10kHz 带宽内测量的数据。如果所接收的“噪声”功率用μV/m 表示（同某些外部噪声图中的一样），那么就必须对它进行调整以使其适应接收机的带宽。由于该图表代表大于 kTB 的 dBm 值（包括带宽），所以它对所有的带宽都有效。

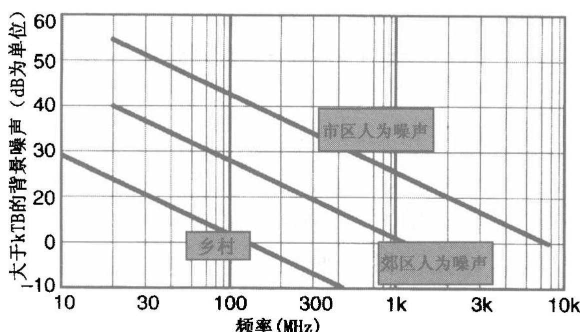


图 5.11　外部噪声电平与频率和接收机所处地区的特征有关

- 大气噪声主要来自闪电的放电。它与频率、一天中的时间、天气、季节及地理位置有关。
- 宇宙噪声来自于太阳和其他恒星。在银河行星中它是最高的。
- 市区和郊区噪声是来自引擎发动、电机、电子开关和高压线泄漏所造成的人为噪声。

外部噪声通过接收天线进入接收机，如图 5.12 所示。(注意 kTB 是在接收机内部产生的。) 如果接收天线为鞭状天线、偶极子天线或具有 360° 角度覆盖的类似天线，则图 5.11 是适用的。但对窄波束天线而言，通常低得多的电平更适用。在确定接收信号所能达到的信噪比时，可将外部噪声加到内部 kTB 噪声上。

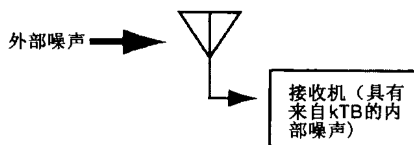


图 5.12　外部噪声加到接收机内的 kTB 噪声上，以确定接收信号时可达到的信噪比

5.6　数 字 通 信

越来越多的通信正在变为数字通信。计算机之间的通信当然是数字式的，但目前的话音通信系统和视频通信系统通常也以数字信号的方式发射。

高保密的加密信号和某些类型的扩谱发射需要采用数字通信。数字信号可以被有效地放大并发送至一个或多个预定的接收方，还可以采用各种检错和纠错方法来防止它受到有意或无意的干扰。

数字通信的好处在于只要维护得当，通过改变格式、顺序链路传输，以及存储/读取周期等多种方法都可以维持信号的质量不变。其缺点是，一旦信号被数字化，尽管经过处理可以针对特定应用对信号格式和表示特性进行优化，但输出信号的品质在经过后续处理后不会变得更好。

5.6.1　数字信号

数字信号以数字形式描述某些信息。数字信号通常是二进制形

式的，即一连串的 1 和 0。有些发射信息本来就是数字式的，例如两台计算机通信时就是这样。当你敲击 PC 键盘上的按键时，计算机就产生一个 8 位的信号以捕获你的敲击。不过模拟数据也被转换为数字形式进行发射。通常，数字化的模拟数据包括语音信号、视频信号（电视、红外扫描仪输出或雷达输出）和测试设备信号（温度、电压、角坐标等）。

5.6.2 数字化

数字化是一个复杂的领域，在此仅涉及非常基本的层次以支持后面对传播和电子战的讨论。有许多非常好的资料对数字化进行了更详细的介绍，Phillip Pace 所著的《数字化接收机的先进技术》一书就是其中之一。

“数字转换器”一般称作模数变换器，即 ADC。如图 5.13 所示，模拟信号的数字化从信号的采样开始。所采用的采样速率决定了可以在数字数据中保存的采样信号中的最大输入信号频率（或带宽）。因而，通过比较采样值（即信号幅度）与量化门限，并生成描述所超越的最大量化门限的数字字就可将采样值数字化。然后，将采样电路清零以接收另一个样本。最后，将数字信号格式化以便输出到其他电路。它既可以是并行的，也可以是串行的。就数字发射而言，它通常必须是串行的，即用一连串连续的 1 和 0 表示每个样本。

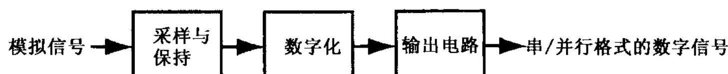


图 5.13 模拟信号的数字化包括采样、采样信号幅度的数字化，以及串/并行数字信号的格式化

图 5.14 给出了在图示点进行采样并数字化为 4 位分辨率或 16

个量化值的模拟信号。换句话说，在每个采样点的模拟信号的幅度用 4 位数字字来表示。注意，模拟曲线用下面几个数字值表示：0000，0000，0011，0100，0101 等。该图有几个重点：

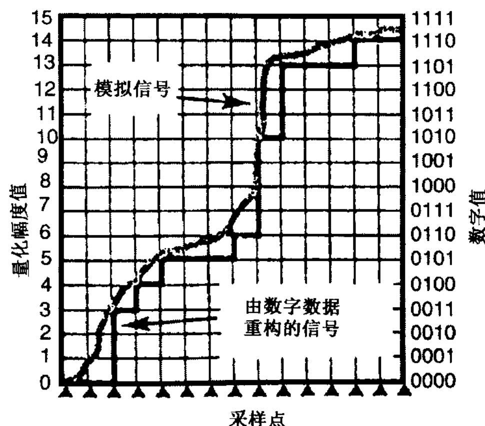


图 5.14　一旦信号被数字化，其精度就会受到量化分辨率的限制

- 采样速率决定了所捕获曲线的最大频率分量。描述这种结果的另一种方法是假定采样速率足够快，能捕获所关注曲线的任何特征。一旦该曲线被数字化，它只能被精确地再现为阶梯型“重构”曲线。虽然可以去除该曲线的拐点，但却无法精确再现原来的模拟信息。
- 每个字的位数限定了捕获输入信号幅度的分辨率。这将决定重构信号的“信噪比”和动态范围。信噪比之所以用引号标示，是因为尽管本文使用了这个术语，但它实际上是信号一量化值之比。
- 每个样本的位数还确定了数字化信号的动态范围。动态范围是最大信号与当最大信号出现时也能恢复的最小信号间的比值。因此，如果所构成的系统使最大信号为 1111，则所捕获的最小信号必须至少为 0001，即幅度的最低有效位为 1。

下面给出一些有关上述值的公式。

最大捕获频率（或带宽）与采样速率（称为奈奎斯特速率）的关系：

$$F_{max}\text{ 或 }BW_{max}=\frac{1}{2}\text{（采样速率）}$$

等效输出信噪比：

$$SNR=3\times2^{2m-1}$$

其中，SNR 的单位不是 dB，*m* 为每个样本的位数。该方程的 dB 形式如下：

$$SNR(dB)=5+3(2m-1)$$

动态范围为：

$$DR=(2^m)^2$$

其中，DR 为动态范围（单位不是 dB），*m* 为每个样本的位数。该方程的 dB 形式如下：

$$DR\ (dB)=20\log_{10}(2^m)=20\log_{10}(\text{量化电平数})$$

5.6.3 数字化图像

如图 5.15 所示，图像区域一般用 TV 摄像机或类似设备扫描以观测整个屏幕，每次一个小点。捕获的每个点就是一个像素。每个像素的信号值均被数字化，例如，TV 摄像机在每个像素处捕获红、绿、蓝幅度值。所以，数字信号对位于每个像素的每种颜色的幅度都有一个数字字。

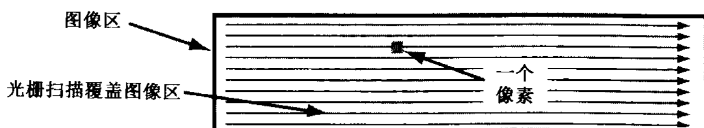


图 5.15　任何图像都可以通过光栅扫描覆盖并数字化每个像素所观测到的值来完成连续数字化

5.6.4 数字信号格式

发射数字信号时，需要附加信息才能正确复原信号。

- 由于发射数据是连续的 1 和 0 数字流，所以必须有同步的方案以便接收设备判定是哪一位，同步后，发射被编组为帧和子帧。同步只需要在发射开始或发射几个帧后周期进行。
- 当数据流包含的数据用于一种以上用途时，如到特定操作者的信息或到特定读出器的数据，地址位要将数据指向正确的接收机。
- 数据位包含要发射的信息（一段语音、图像、计算机数据等）。
- 增加奇偶校验位以探测发射过程中引入的不正确位。还可以在接收机中采取一些措施来校正错误位，有关这个问题将在后面章节中详细讨论。

图 5.16 所示为数字数据发射的一种典型格式。发射位中除数据位外的部分通常被称为“附加位”。附加位的典型位数为全部发射位数的 10%到 50%以上。

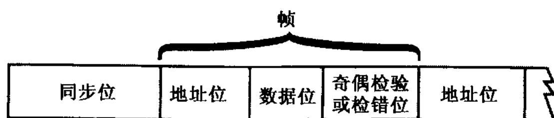


图 5.16　发射的数字数据必须附带有用于同步的附加位，通常还有寻址和纠错的附加位

5.6.5 数字信号的射频调制

为了发射，数字信号必须加调在射频（RF）或激光载波信号之上。我们将重点讨论射频调制，但它同样适用于红外或光波的发射信号。本节的目的并非要全面讲述数字调制，而是对后面讨论探测、

干扰并截获数字威胁信号，以及保护己方数字信号提供足够的支撑信息。

5.6.5.1 数字调制

图 5.17 所示为一个简单数字调制的例子。这是一个移幅键控（ASK）调制。射频载波是调幅（AM）的，以便携载数字信息。在这种情况下，发送“1”期间的信号幅度大于发送“0”期间的信号幅度。接收机检测到该调幅信号时，其视频输出与一门限进行比较评估以重新生成原始数字信号。当然，每个发射位通常都存在多个周期的射频载波信号。

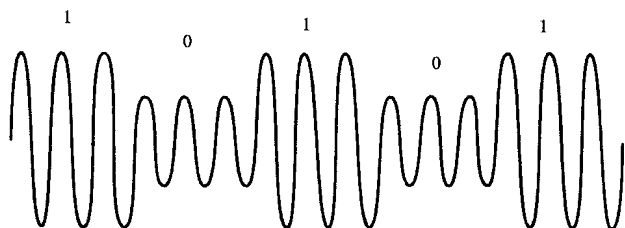


图 5.17 在移幅键控（ASK）信号中，射频波形是调幅的以携载数字调制信息

同样，移频键控（FSK）信号在一个频率上发射“1”，在另一个频率上发射“0”。移频键控信号既可以是相干的（两个频率均源自一个振荡器），也可以是非相干的。

相位调制也广泛应用于数字通信中。这种调制要求接收机有一个基准振荡器。它可以确定入射信号是否与该振荡器同相或与所接收信号的瞬时相对相位同相。图 5.18 所示为一个二进制移相键控（BPSK）信号。由于它是二进制的，因此两个发射相位相隔 180°。根据定义，相位调制必须是相干的。

还有两个以上指定相位的移相键控信号。图 5.19 所示为正交移相键控（QPSK）信号。它有四个确定的相对相位（0°、90°、180° 和

270°），每个相位代表两位数据。图中的 0° 代表“1，1”，90° 代表“1，0”，180° 代表“0，1”，270° 代表“0，0”。在发射信号相位期间，每个周期称为一个波特（baud）。在先前的例子中，一波特携载一位数字数据，而在 QPSK 信号中，一波特携载两位数字数据。更复杂的相位调制有许多特定相位，因此一波特可携载更多位数的数字数据。例如，如果有 32 个特定相位，每一波特将发射 5 位。这叫做“32 进制移相键控”。

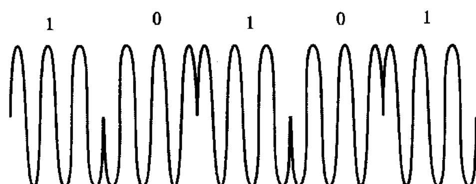


图 5.18　在二进制移相键控信号中，射频波形的一个相位携载“1”，另一个相差 180° 的相位携载“0”

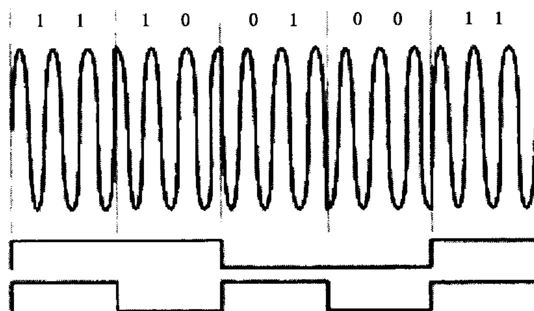


图 5.19　在正交相移键控信号中，射频波形可以有四个相位。每个相位代表两位数字信息

5.6.5.2　频率有效的数字调制

在这些例子中，所示信号波形均在“1”和“0”调制状态之间瞬时移动。因此，需要很大的射频带宽来携带调制信息（处理快速

转换的频率内容）。还要有许多频率有效的调制方法，以使状态间的转换更平和。给出的例子是正弦波移相键控、最小移动键控等。在 5.6.8 节论述所需带宽对信号传输性能的影响时，我们将详细讨论这些内容。

5.6.6 信噪比

正如前面所讨论的，重构的数字信号的信噪比实际上是信号与量化噪声之比。它与描述信号波形的量化位数有关。在前面所有对信号发射的讨论中，接收机的灵敏度是通过所需要的检波前的信噪比来定义的（我们称作 RFSNR，在大多数技术文献中它也被称作 CNR）。对于数字信号，接收机的输出信噪比由信息的初始数字化设定。但是，除非所接收的位数与发射位数相同，否则无法恢复该数字信息。

未能正确接收到的位被称为误码。不正确的位与所有发射位的比被称作“误码率”，它是随着 E_b/N_0 而变化的。E_b 是每一码位的能量，N_0 是每赫兹带宽的噪声。这个关系是通过比特率和接收机有效带宽改变的 RFSNR。其公式为：

$$E_b/N_0 = \text{RFSNR} \times \text{带宽}/\text{比特率}$$

采用 dB 形式则为：

$$E_b/N_0(\text{dB}) = \text{RFSNR}(\text{dB}) \times 10\log(\text{带宽}/\text{比特率})$$

在任何数字传输系统中，所要求的误码率是特定的。但是，它可以用不同的方式进行描述。比如，它可能是“每小时一个不正确的标准信息”。通过用标准信息来考虑比特数及信息发送时的速率将其转换为误码率。

5.6.7 误码率与 RFSNR 的关系

接收到的信号噪声会导致接收信号调制电平的变化，例如，使

正交相移键控信号的相位不是精确的 0°、90°、180° 或 270° 相位值。这意味着在接收机确定相位时，有时候会出错。信噪比（噪声是随机的）越低，错误率越高。

对每一种用于携载数字信号的调制而言，都存在着一条如图 5.20 所示的曲线。它表示误码率与接收机中 E_b/N_0 的关系，10^0 为 1，即有 100%的错误，而 10^{-6} 为每百万个接收位中有一个错误。该图实际上示出了典型的非相干频移键控曲线。所有的曲线都具有差不多同样的形状，但是它们将在不同 E_b/N_0 值处的曲线底部相交。所有曲线都具有一个特性，即随着 E_b/N_0 变得很大，其错误率逐渐逼近 50%。

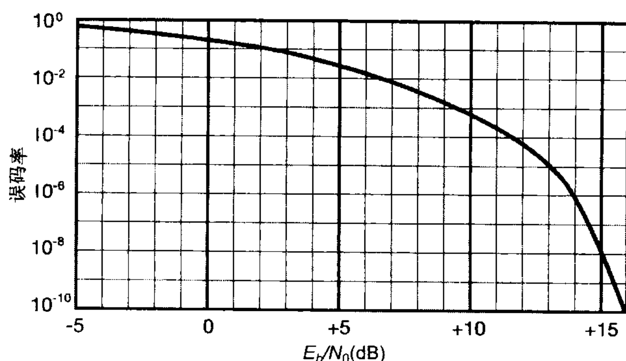


图 5.20　数字调制射频信号的检波前信噪比决定了从信号复原的数字数据的误码率。对于每一种用于携带数字信号的射频调制，都定义了类似的曲线

各种调制的曲线与我们的曲线底部相交处的 SNR 值覆盖了 20dB 以上的范围。重要的是特定调制的相干形式（即相干 FSK 与非相干 FSK 的关系）在约小于 1dB SNR 处将提供相同的误码率。注意达到特定误码率所需要的 E_b/N_0 与相移键控（相反信号）的差别要比频移键控（正交信号）所需要的要小 3dB。

这些曲线也与检波前信噪比（RFSNR）有关。按这种方式绘制曲线时，是假定存在理想的比特率和带宽之比。

5.6.8 数字信号需要的带宽

数字调制的射频信号的频率扩展具有这样一个特点，其形状取决于发射数据的比特率。数据率越高，发射所需的频率带宽就越大。

5.6.8.1 数字调制频谱

图 5.21 是在频谱分析仪上所显示的一个二进制移相键控信号的发射射频频谱。频率响应的主瓣位于图形两端两个零点之间。



图 5.21　数字调制射频信号具有一个由比特率确定的特征形状

该信号有一个 Sin X/X 型的频谱图。如图 5.22 所示，主瓣的宽度为“两倍比特率”（以 1Hz/bps 的速率转换为射频）。频率副瓣是主瓣宽度的一半，且从主瓣滚降频率距离。该图只示出了主瓣和第一副瓣。数字信号的带宽通常取主瓣中能量较峰值（载频）低 3dB 处的两个频率间距离。但是，所接收的比特形状取决于发射信号的高频分量，因此需要更大的发射带宽。

5.6.8.2 扩谱信号的特征

数字比特流除了携带的基本数据外，通常还必须增加同步、地址和奇偶校验位。这些额外增加的位称为附加位，通常占发射信号的 10%～20%。发射信号的带宽由实际发射的比特率决定，包括这些附加位。

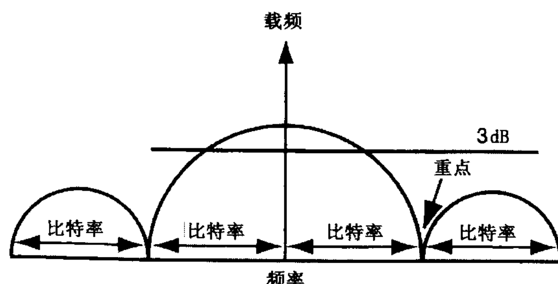


图 5.22　典型的数字调制信号零点到零点的频率带宽是比特率的两倍，以 1Hz/bps 的速率进行转换

有时，需要将数字数据编码在检错和纠错码中以便在接收机中校正发射中引入的误码。这种码的典型代表之一就是 Link 16 系统（也称作 JTDS）广泛采用的 31/15“里德/所罗门”码。这种码对 15 个字节的数据要发射 31 个字节。这样，发射的比特率增加了两倍多，所需要的带宽也相应增加了。

5.6.8.3　有效频率调制

在 5.6.5 节我们讨论了移幅键控（ASK）、二进制移相键控（BPSK）和正交移相键控（QPSK）调制。对它们只以所调制的信号携带“1”和“0”值的方式进行了表述。假设调制在两个值之间迅速移动，那么将导致调制中出现非常高的频率分量，从而导致频谱的副瓣携带大量的能量。

图 5.23 所示为两种旨在降低较高频率分量的调制，从而在较小的带宽中能携带较高质量的信号。在时域中所示出的两种波形是正弦移动键控和最小移动键控波形。正弦移动键控以正弦方式在二进制值之间移动信号，最小移动键控沿最小能量曲线移动信号。

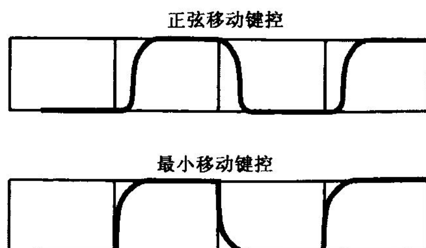


图 5.23 频率有效的数字调制以一种降低高频部分电平的方式在 1 和 0 调制值之间移动

表 5.3 对最小移动键控信号的扩频信号和其他数字调制波形的扩频信号进行了比较。其数据源自由 Robert Dixon 所著的一本非常优秀的教科书《扩谱系统的商业应用》(*Spread Spectrum System with Commercial Applications*)。注意，BPSK，ASK 和 QPSK 的 3dB 带宽等于时钟速率的 88%（与零点-零点主瓣带宽的两倍时钟速率相比)。对 MSK 信号而言，零点-零点带宽和 3dB 带宽只有携带同样数据率的常规调制信号的 75%，副瓣功率也大大降低了。

表 5.3 扩频数字调制信号波形的比较

波形	零点-零点主瓣带宽	3dB 带宽	第一副瓣	滚降率
BPSK，ASK QPSK	2×码时钟	0.88×码时钟	−13dB	6dB/倍频程
MSK	1.5×码时钟	0.66×码时钟	−23dB	12dB/倍频程

5.6.9 信号带宽对电子战的影响

数字发射信号的带宽对电子战的影响有几方面。其中最明显的是接收机带宽是其灵敏度的主要决定性因素。接收机灵敏度是接收机可以接收并能正常工作的最小信号。接收机灵敏度等于 kTB、接

收机噪声系数和所需信噪比之和。在大气层中，kTB（接收机的热噪声）可用下式计算得出：

$$kTB = -114\text{dBm} + 10\log(\text{带宽}/1\text{MHz})$$

这样，较宽的带宽，通过降低其灵敏度，需要额外的发射功率在任意给定的作用距离上提供充分的通信。

当（在电子支援或电子情报系统中）接收敌信号时，灵敏度决定了可正确截获并确定辐射源位置的距离。

另外，更细致一些的是必须采用低截获概率（LPI）特征保护通信系统。LPI 特征包括有意扩展发射频率的带宽。LPI 扩展系数越大，信号就越难被捕获、定位或干扰。由于高速率数字信号占据的带宽较大，所以很难在突破放大器和天线带宽限制前获得较大的 LPI 扩展比。对 LPI 信号，在 5.7 节中将有专门的讨论。

检错码降低了某些类型的干扰对数字信号的影响。尽管纠错码可以提高通信接收机中的信噪比，但是，纠错码所需的额外带宽对性能的破坏通常大于提高 EDC SNR 对性能的改善。但是，当通信中存在一些诱错因素时（来自低误码率的干扰或影响），EDC 通常有较大优势。在本章后面，我们将详细讨论这些码及其对通信干扰的影响。

5.7 扩谱信号

在本节中，我们先概述一下低截获概率信号，然后讨论如何对其实施干扰。这些信号将它们的能量（伪随机地）扩展到比将信息从发射机传送到接收机所需频率更宽的频率范围内。因此，它们又称为扩谱信号。通信传输所需的最小带宽是“信息带宽”，“传输带宽”为信号被扩展的频率范围。

理想的扩谱信号接收机要具有与发射机中的扩展电路同步的

扩展能力，使接收机能够处理未扩展的原始信号，如图 5.24 所示。敌方接收机不具备同步扩展能力，从而使其实施信号截获、干扰和辐射源定位更加困难。接收机的噪声功率与其有效带宽成正比。因此，以足够的带宽来接收扩谱信号的敌接收机的噪声功率将会很大，足以掩盖真实信号。

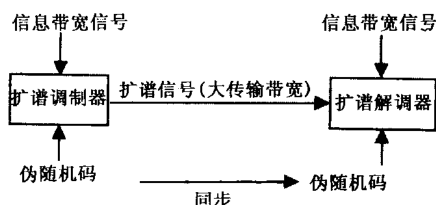


图 5.24

有三种基本的扩谱信号类型：跳频、线性调频和直接序列，每种均可扩展信号。但是，由于功率分布与频率和时间的关系不同，每种调制都会不同程度对截获、定位和干扰存在弱点。

5.7.1　跳频信号

如图 5.25 所示，跳频（FH）信号定时地将携载了信息的信号移动到随机选择的、不同的发射频率处。己方接收机随发射机跳变，但敌接收机并不知道跳变序列。跳变周期通常小于 10μs 甚至更短。由于信号可以扩展得非常宽，所以跳频是重要的军事通信技术。

跳频信号必须携带数字调制信息，所以输出信号可以重新定时以避免丢失，而跳变合成器（如图 5.25 所示）决定每个新的发射频率。一个“慢跳变”信号每跳变一次就发射多位数据，而一个“快跳变”信号在每个数据位多次变换频率。目前大部分跳频系统都是慢跳变的；快跳变需要非常复杂的合成器。

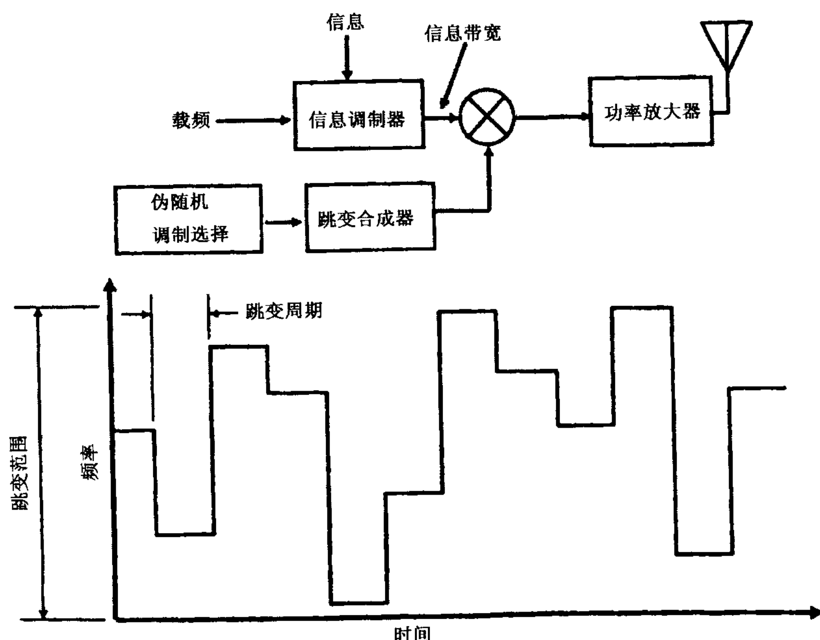


图 5.25　跳频信号在一个很宽的频率范围内在随机选择的频率间跳变

5.7.2　线性调频信号

图 5.26 所示为线性调频信号的扩谱调制，以及产生该信号的方式。对信号的检测通常要求该信号位于接收机带宽内至少一段时间，此时间为接收机有效带宽的倒数（例如，若带宽为 1MHz，则此时间为 1μs）。线性调频发射机的调谐时间比这短得多，因此带宽很窄的接收机将无法探测到信号，即使接收机带宽足够大、能接收到整个线性调频范围的信号，其信噪比也不够。

己方的接收机随发射机同步扫描，因此可以采用接近信息带宽的带宽。每次扫描的起始时间可以是随机的，扫描斜率也可以是非线性的，从而使敌接收机很难与发射机同步。

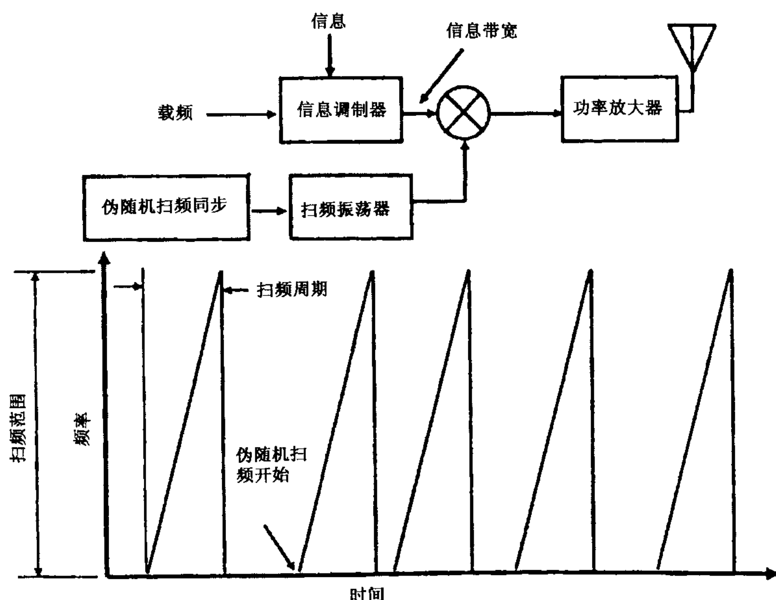


图 5.26　线性调频信号快速扫过一个比发射信号信息带宽大得多的频率范围

5.7.3　直接序列扩谱信号

如同 5.6.8 节中所描述的一样，数字信号的对频率的占有与比特率成正比。如果以高得多的比特率对数字信号进行二次调制，则信号能量被相应地扩展在更大的频率范围内，如图 5.27 所示。该过程称为直接序列扩谱（DSSS）调制。扩谱波形的位数称为“片码”（chips）。如图所示，该信号连续占有很宽的频谱。实际上，图中这部分有点欺骗性，因为对于任何数字信号，真实频谱分布将是图 5.22 中所示的 sinx/x 曲线。携载信息的数字信号的零点—零点带宽将是比特率的两倍，而直接序列扩谱信号的零点—零点带宽将是（更高的）片码率的两倍。

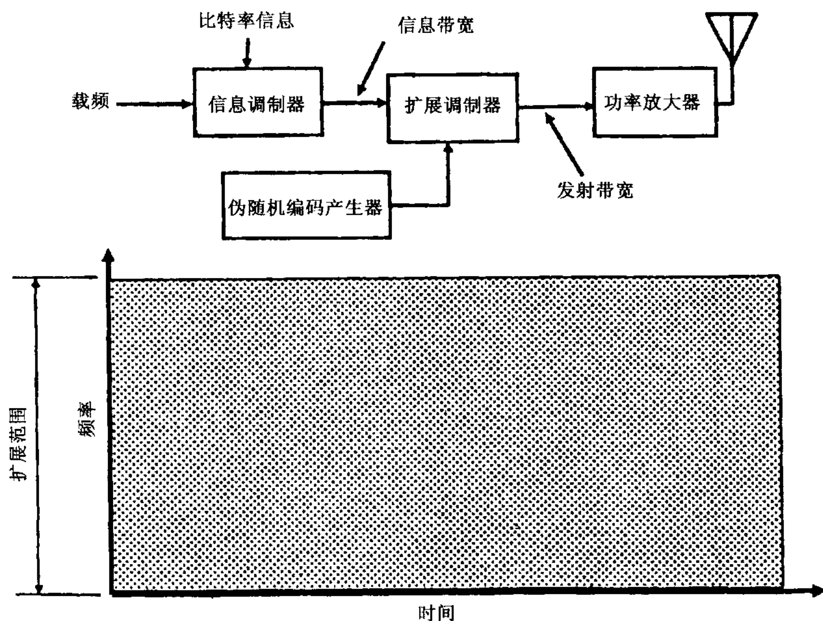


图 5.27　直接序列扩谱信号在一个远大于发射信号信息带宽的频率范围内连续扩展

5.8　通 信 干 扰

雷达干扰与通信干扰的最大差别是其几何位置不同。图 5.28 显示了通信干扰的几何位置。但是，典型的雷达在同一位置既有发射机，又有相关的接收机。而通信链路的任务是将信息从一处传送到另一处，所以其接收机总是位于与发射机不同的位置处。

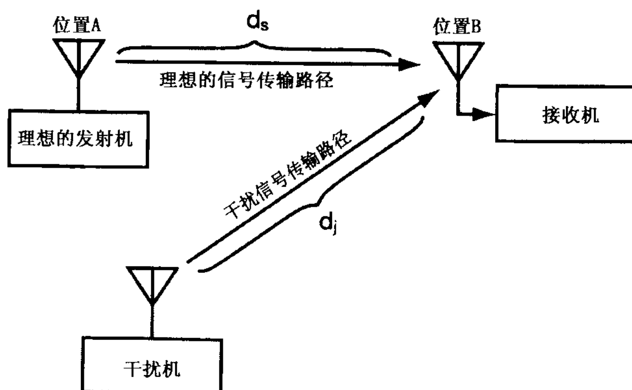


图 5.28　通信干扰的几何位置从理想的发射机和干扰机到接收机之间存在单向的链路

注意，人们只能干扰接收机。当然，通信通常利用无线电收发器（每部均包含发射机和接收机）来进行，但是只有位于图中位置 B 处的接收机才会受到干扰。如果收发机正在使用中，要想干扰其他方向的链路，干扰功率就必须抵达位置 A。

在某些重要的通信情况下不使用收发器，例如，图 5.29 所示的无人机链路。该图示出了被干扰的数据链（即下行链路）。而且，也是干扰接收机。

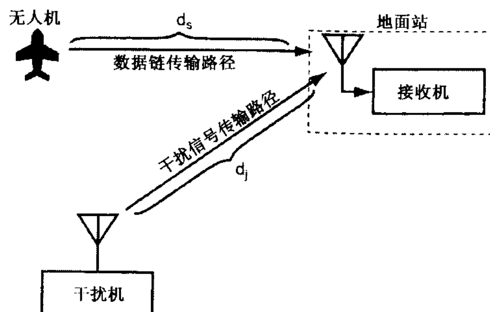


图 5.29　针对无人机数据链的干扰机必须对地面站的接收机进行干扰

与雷达干扰的另一个不同是雷达信号往返于目标之间，因此所接收的信号功率比发射功率要小距离的四次方（常称为−40log 距离）。由于干扰机功率是单向发射的，所以它只降低了距离的平方倍。在通信干扰中，发射机的功率和干扰机的功率都降低了其各自距离的平方倍。

5.8.1 干信比

通信干扰的干信比（J/S）方程如下：

$$J/S = (ERP_J)(G_{RJ})(d_S^2)/(ERP_S)(G_R)(d_J^2)$$

其中，

ERP_J =干扰机的有效辐射功率（任意单位）

ERP_S =己方发射机的有效辐射功率（同一单位）

d_J =干扰机至接收机的距离（任意单位）

d_S =己方发射机至接收机的距离（同一单位）

G_{RJ} =指向干扰机的接收天线增益（不用 dB）

G_R =指向己方发射机的接收天线增益（不用 dB）

该方程的 dB 形式如下：

$$J/S = ERP_J - ERP_S + 20\log(d_S) - 20\log(d_J) + G_{RJ} - G_R$$

各项含义与上面的相同，但 ERP 的单位为 dBm 或 dBW，增益的单位为 dB。

在上述两个方程中，ERP 为指向接收机的有效辐射功率。它是发射机输出功率与在接收机方向的发射天线增益的乘积（在 dB 形式的方程中为总和）。

在战术通信中，使用收发器的所有方均采样鞭状天线，接收天线的增益在方位上是对称的。因此，指向干扰机的增益将与指向己方接收机的增益相同，所以最后两项（G_{RJ} 和 G_R）相互抵消。

5.8.2 近地面工作

以上两个方程均基于视距传播损耗模式，其中假设发射机和接

收机距地面几个波长。因此，每个信号的发散损耗由下式（dB 形式）给出：

$$L_S=32.44 + 20 \log(d) + 20 \log(F)$$

这是在 5.3.2 节中所描述的视距损耗方程（d 以 km 为单位，F 以 MHz 为单位）。

在 5.3.3 节中，还有描述发散损耗的方程，其中有一个重要的反射体（如水面或地球）。如果发射机与接收机的距离小于“菲涅尔区”距离，则视距损耗方程是适用的。这种情况发生在高频端，同时天线的高度为多个波长和/或窄波束天线阻止了来自地面的大量反射。

如果干扰机或己方发射机远离“菲涅尔区”，则双线传播损耗模型适用。

$$L_S = d^4/h_t^2h_r^2$$

其中，L_S 为直接损耗比；d 为链路距离（m）；h_t 为发射天线高度（m）；h_r 为接收天线高度（m）。

该方程的 dB 形式（d 和 h 的单位相同）如下：

$$L_S = 120 + 40 \log(d)-20 \log (h_t) -20 \log(h_r)$$

其中，L 为损耗（dB），d 是以 km 为单位的链路距离，天线高度以 m 为单位。

干信比将与合适的传播损耗模型成正比。例如，如果干扰机和己方发射机均远离菲涅尔区，则 J/S 方程如下：

$$J/S = (ERP_J)(d_S^4)(h_J^2)(G_{RJ})/(ERP_S)(d_J^4)(h_S^2)(G_R)$$

该方程的 dB 形式如下：

$$J/S=ERP_J-ERP_S+40\log(d_S)-40\log(d_J)+20\log(h_J)-20\log(h_S)+G_{RJ}-G_R$$

这两个方程的单位均与视距方程的单位相同。此外，天线高度的单位为 m（h_J 为干扰机天线的高度，h_S 为己方发射机天线的高度）。

5.8.3 其他损耗

尽管发散损耗是主要因素，且 J/S 方程通常以这种形式表示，但干扰与理想信号的传播路径也存在大气损耗，而且也会有非视距损耗或雨损耗。如果两个距离或视距条件间有很大不同，则应进行这些运算并相应调整 J/S。

5.8.4 数字信号与模拟信号的关系

干扰模拟调制通信信号时，通常需要有较高的干信比。这是必需的，因为接收机操作人员有足够的能力进行“自适应”监听。在模拟语音或存在视频的通信中，我们可以通过前后内容来弥补低质量辐射中的空白。这在以相当严格的格式发送重要信息的战术军事通信中尤其如此，如老式的五段操作指令和语音字母。

在对数字调制通信信号进行干扰时，我们尽力以使数字解调器不可读的方式来攻击信号。既可以干扰同步也可以产生误码。由于同步通常是很鲁棒的，所以基本的方法是产生误码。

从图 5.20 可以知道，随着信号质量下降，误码曲线接近 50%。一般而言，这是假设接收信号的质量不会随着 J/S 值大于 1(即 0dB)而进一步下降。

此外，如果信号在三分之一的时间内不可读，则该信号被认为是无用的。当跳频电台发现其三分之一的跳频信道被强信号占据时就会发生这种情况。

这意味着干扰数字信号只需要在三分之一的时间内使其 J/S 为 0dB，而干扰模拟信号则需要在 100%的时间内使其 J/S 大于 0。在 5.9 节中将讨论部分带宽干扰及纠错码对干扰效果的影响。

5.9　对扩谱信号的干扰

扩谱信号同样适用与其他信号相同的干扰方程，但是扩谱信号的协作接收机压缩频谱的能力可为其提供一个“处理增益”从而降低干扰的效果。通常，处理增益的优势与扩展比（即发射带宽/信息带宽）相同。它也被定义为（在直接序列扩谱信号中）码率（用于扩谱）与数据率之比。另一个适用的术语是“干扰余量”(jamming margin)，由下式确定：

$$M_J = G_P - L_{SYS} - SNR_{OUT}$$

其中，

M_J = 干扰余量（dB）

G_P = 处理增益（dB）

L_{SYS} = 系统损耗（dB）

SNR_{OUT} = 所需输出信噪比

扩谱信号几乎总是以数字的形式携带信息。因此，在 5.8.4 节中的讨论适用于对任何类型的扩谱信号的干扰。这样就可以采用一些技术来克服扩谱信号的抗干扰能力。

5.9.1　干扰跳频信号

如果将窄带干扰信号施加到跳频接收机上，那么只有当接收机碰巧跳到那个频率处时才能收到干扰信号。这将使干扰效果大大降低。例如，如果将连续波干扰信号施加到“美洲虎 V”接收机（在最多 2320 个信道间随机跳变），该接收机将只能在 0.043%的时间范围内收到干扰信号。如果将干扰信号扩展在 2320 个信道频率上，每个信道的干信比（J/S）将下降 33.65 dB。因此，对付跳频信号需要更先进的干扰机。

5.9.1.1　跟随干扰

在 5.8 节中给出的通信干扰方程可直接用于慢跳变的跳频信号。但是，由于跳频信号在一个跳变周期内只停留在一个频率上，所以干扰系统必须确定发射频率并在足够多的跳变周期内对目标接收机施加干扰以阻止成功通信。正如前面所讨论的，只有在 33%的时间内采用 0dB 的干信比才能够对数字信号进行干扰。这意味着干扰跳频信号需要适中的功率，假设干扰机具备接收和处理能力，可以探测到跳频信号并在不少于 57%的跳变周期内设定干扰（即在 15%的合成器稳定时间之后剩余的 67%跳变周期内）。其时间关系如图 5.30 所示。

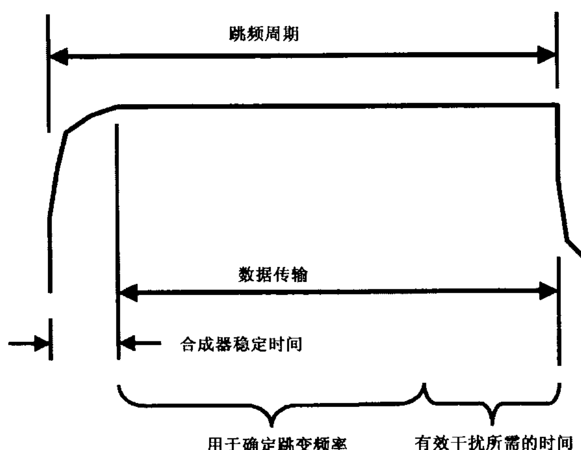


图 5.30　跟随干扰机必须确定跳变频率并在 67%的数据传输时间内对其施加干扰频率

干扰每个跳频的干扰机被称为跟随干扰机。它所需的接收和处理子系统相当复杂，但却是目前最先进的数字接收机技术。

数字接收机的组成框图如图 5.31 所示。其中，射频前端可使接收机在扩展的频率范围内进行调谐。模数变换器（ADC）对中频带

进行数字化，最后的数字数据被输入到计算机。然后，计算机软件完成接收机的其余功能：滤波、解调、解调后处理和输出格式化。

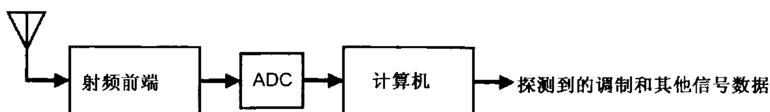


图 5.31　数字接收机包括射频前端、数字化器和计算机

总的来说，计算机能够完成硬件电路所能完成的任何功能。但是，它会受到 ADC 输出分辨力和精度及计算机能力（速度与内存容量）的限制。计算机实际上是许多独立的、执行并行或顺序任务的计算机或数据处理器。

数字接收机还可以完成硬件很难或无法完成的功能，例如，同时测量许多频率或时间压缩信号的幅度和/或相位。快速傅里叶变换（FFT）软件或处理器能提供可迅速重构以使信号处理最佳化的超大规模信道化仪。

利用 FFT，数字计算机在跳变信号到达新的跳变频率后几微秒的时间内就可确定跳变信号的频率。当然，这需要其他的分析能力去跟踪固定频率的辐射源以便识别新的跳变频率。然后，将干扰机设定在跳变的频率上。特别要考虑的是，接收机可能会发现多个跳频网。这通常要求跟随干扰机与辐射源定位能力相结合。以发射机的辐射信号频率，在识别包含有跳变频率的位置处干扰接收机，如图 5.32 所示。

5.9.1.2　部分带宽干扰

另外一种干扰 FH 信号的方法就是部分带宽干扰。采用这种技术，就必须确定接收机的有效信号电平。然后，将干扰功率扩展到最大的频率范围以使接收机中的干扰功率等于每个跳变频率处的有效信号功率。

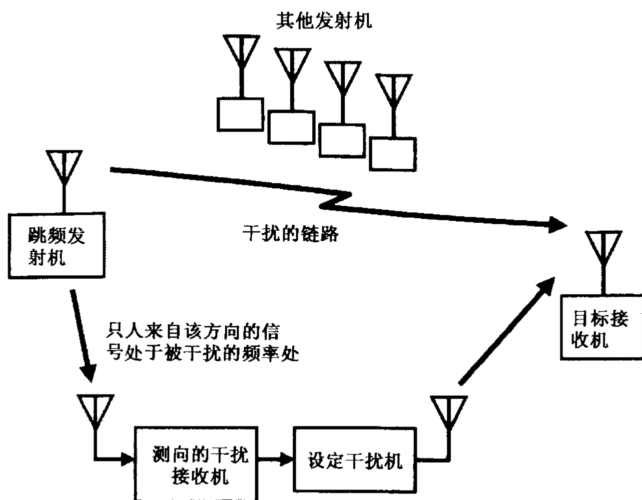


图 5.32　辐射源定位能力是跟随干扰机确定其要干扰的准确频率所必需的

如图 5.33 所示，如果已知目标信号发射机的位置，测量干扰接收机的信号强度就可以计算出有效辐射功率。在这个例子中，假设发射机有一个鞭状天线或若干其他类型的 360° 方位覆盖的天线。当被干扰的链路采用定向天线时问题会更复杂，但仍可以解决。目标信号发射机的有效辐射功率是通过发散损耗提高了的接收到的信号强度（针对干扰机接收天线增益进行了调整），由下式决定。

$$ERP_S = P_{RJ} - G_{RJ} + 32 + 20\log F + 20\log d_{TJ}$$

其中，

ERP_S 为目标信号发射机的有效辐射功率（dBm）

P_{RJ} 为干扰接收机的接收功率（dB）

G_{RJ} 为干扰机接收天线的增益（dB）

F 是有效信号频率（MHz）

d_{TJ} 为目标信号发射机至干扰机的距离

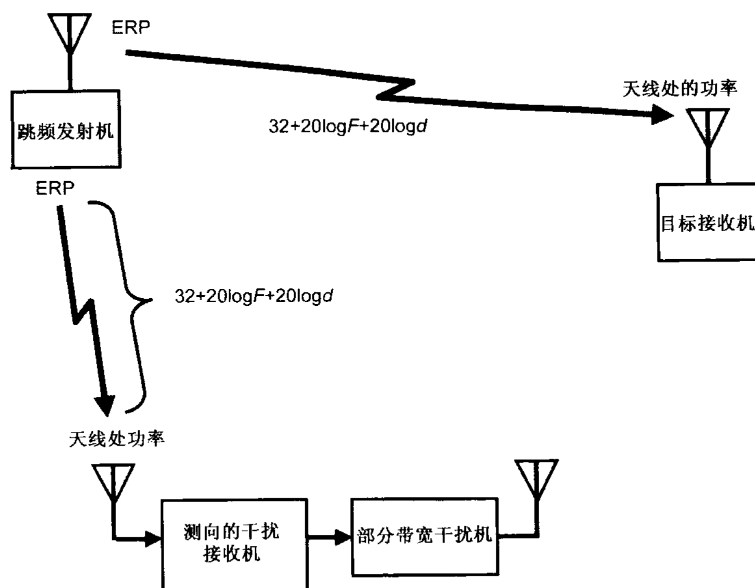


图 5.33　如果发射机位置已知，那么干扰接收机就可以根据所接收到的信号功率确定发射机的有效辐射功率

如果合适的话，计算出的 ERP_S 可根据大气损耗和雨水等自然条件，以及发射天线的方向性进行调整。然而，发散损耗将是主要损耗因素。

如果被干扰的通信链路采用无线电收发机，就可以确定被干扰的接收机的位置。借助于接收机的位置，就可能计算出从发射机到目标接收机的距离。然后，利用扩谱损耗公式就能计算出所接收的有用信号功率。

$$L_S = 32 + 20\log F + 20\log d$$

如图 5.34 所示，根据干扰机和接收机间的距离可以计算出在任何跳变频率处获得 0dB 的干信比（即接收的干扰功率＝接收的有效信号功率）所需要的干扰机有效辐射功率。

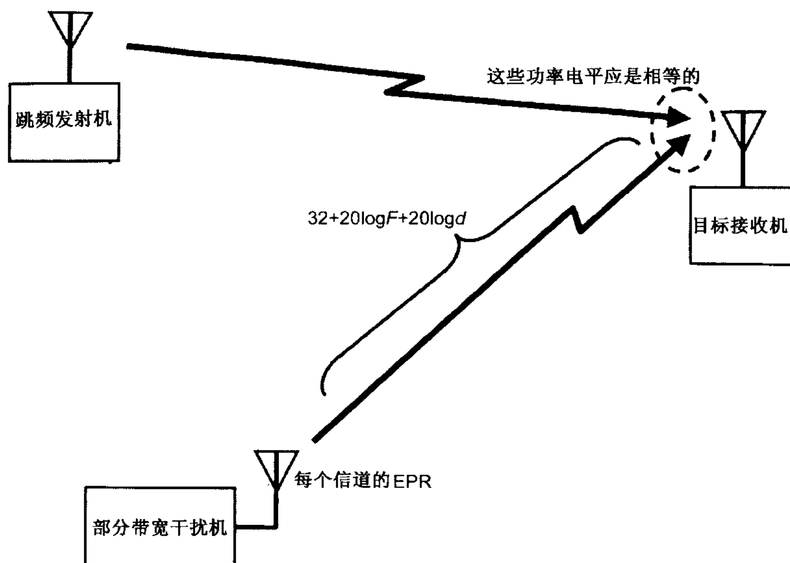


图 5.34　每个信道的干扰机有效辐射功率将在目标接收机天线处提供一个信号，其功率等于到达的所需信号的功率

然后将干扰发射机的总输出功率扩展到最大的频带范围内，从而使该功率分布到每一个跳变频率处，如图 5.35 所示。例如，如果抵达接收机的总干扰功率比有效信号功率大 20 dB（即系数为 100），那么干扰机可扩展到 100 个信道。这将在每个被干扰信道中提供 0dB 的干信比。

如果干扰机可以覆盖有效信号跳变信道的 1/3，则认为干扰是有效的。即使干扰机没有覆盖那么多信道，部分带宽干扰仍能使干扰效果达到最佳。

注意：部分带宽干扰机不需要能迅速检测每个跳变频率的先进接收机。

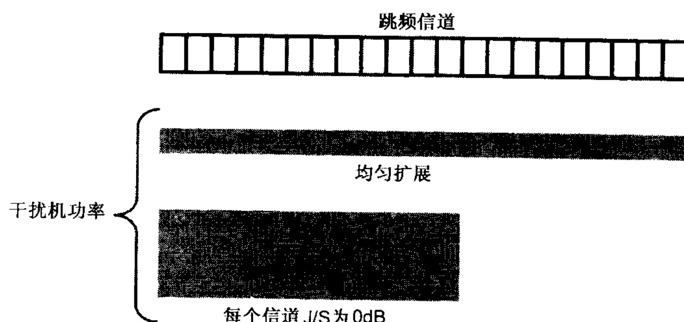


图 5.35　部分带宽干扰机将分散其功率以在被干扰的接收机处每个被干扰的信道中取得 0dB 的干信比

5.9.2　干扰线性调频信号

应用于线性调频接收机的窄带干扰信号将只在带宽内停留一小段时间，从而大大降低了其干扰效果。

如果可以确定并复制线性调频的调谐斜率，并且可以探测每次扫频的起始时间，那么跟随干扰机就可用来对付线性调频信号。否则，同前面所讲述的干扰跳频信号一样，可以采用部分带宽干扰机。

5.9.3　干扰 DSSS 信号

接收机中的直接序列扩谱解调器的功能与发射机中的调制器功能非常相似。它对与发射机使用的码同步的伪随机编码扩谱信号进行二进制加法运算。因此，如果施加到直接序列扩谱解调器的是窄带干扰信号，那么该信号的频谱将以与发射机中有效信号的扩展方式相同的方式被扩展。这将使干扰信号的检测能力降低一个系数（该系数等于处理增益），即扩展系数，如图 5.36 所示。

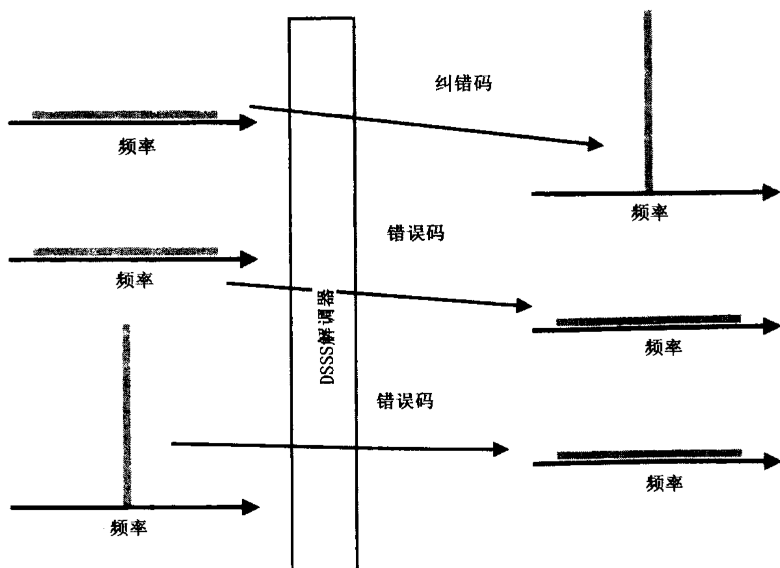


图 5.36　直接序列解调器同发射机的直接序列调制器一样扩展窄带信号

另一方面，如果干扰机采用非同步码扩谱信号，那么该信号将不被去扩展，而且将比去扩展的有效信号下降一个系数（该系数等于处理增益），如图 5.36 所示。在码分多址方法中正是这样做的，如 GPS 系统所采用的一样。固定调谐接收机观察所有的 GPS 卫星信号，每个信号都有不同的码序。接收机尝试不同的码序（每个卫星有一个不同的码）直到找到对应的码，从而接收信号并确定所接收的卫星传输信号。

有几种干扰技术可以用于对付 DSSS 信号，包括近距离干扰和脉冲干扰。

5.9.3.1　近距离干扰

连续波干扰机非常简单，相对于复杂的接收机，它能产生的有效辐射功率更大。该技术包括只将干扰功率增加到足以克服接收机

处理增益的程度。如果信号扩展 1000 倍，则需要 30dB 的干信比以在扩谱解调器后产生 0dB 的干信比从而有效干扰数字传输。如果干扰机远离接收机，这可能很难做到，因为发射信号被衰减了从发射机（此处是干扰机）至接收机距离的平方倍。但是，如果该距离衰减 31.6 倍，则到达接收机的信号为 30dB，如图 5.37 所示。

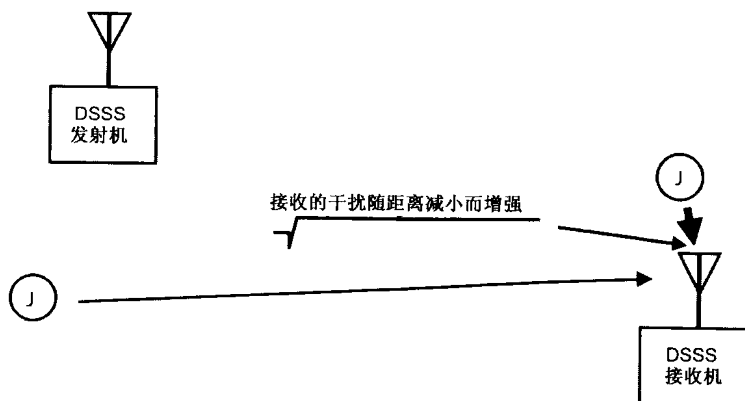


图 5.37　如果干扰机距离接收机很近，它就能克服直接序列扩谱信号接收机的处理增益

投掷式干扰机、无人机干扰载荷和火炮投放的干扰机是干扰机非常靠近目标接收机时的一些方法。

5.9.3.2　脉冲干扰

脉冲的峰值功率可能比连续波发射机的恒定功率大很多。由于我们只需要在 1/3 的时间内干扰数字信号，因此，拥有 33%的脉冲占空因数就足以进行有效干扰。提高峰值功率可改善干信比。

5.9.4　纠错码的影响

检错码和纠错码可使通信系统对传输过程中出现的错误进行

检测，并在接收机中纠正这些错误。但是，用任何特定功率的代码可以纠正的错误数是有限的。检错和纠错码以系统的方式将位元（或字节）加到发射的信号中。所加的位元或字节越多，代码功率就越高。然后，在接收机中处理所有数字信号（数据和码位）以识别错误，继而纠正错误。

代码功率决定了可纠正的错误位元或字节的百分比。例如，JTDS 所用的（31，15）RS（里德/所罗门）码是字块码。它纠正了整个字节（无论字节中一位出错还是所有位出错）。该代码是传输码率的两倍多，能纠正每 31 个发送字节中的 8 个错误字节。因此，只要接收的字节错误率小于 25.8%，那么输出的字节错误率就为 0。

在此，假设错误是随机分布的，但实际情况并不会总是如此。考虑一个跳变到被一个单信道大信号所占据的频率处的跳频信号。它在跳频期间将有 100%的错误位。为了解决这个问题，要将数字信息进行交错，如图 5.38 所示。该过程旨在使每次跳变时每 31 个字节中只有不超过 8 个字节将被发射。

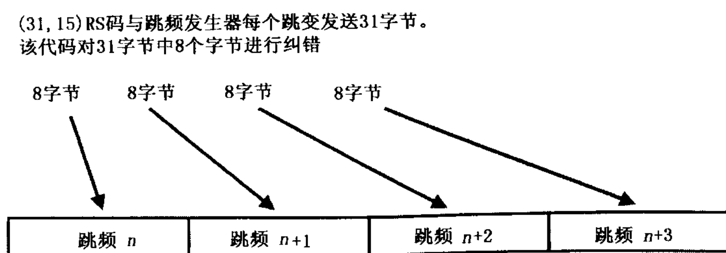


图 5.38　为了使纠错码能校正跳变中的所有位元，数字数据交错以减少一次跳变中的序列字节数

如果用部分带宽干扰对付跳频信号，那么只能干扰部分跳频，还有一些无法干扰。接收机可以校正被干扰的跳频中所有的字节错误，直到达到某个限定。这会降低干扰的效果，因此需要干扰更多的跳频以便充分干扰传输。

5.10　对扩谱发射机的定位

总体上讲，将在 6.2 节介绍的任何一种辐射源定位方法都可以用于定位扩谱发射机。不过，对三种扩谱方法而言，分别都有一些特殊的问题需要考虑。但是，要将 6.3 节中介绍的一些辐射源精确定位技术用于扩谱信号却是相当困难的。

5.10.1　跳频发射机定位

跳频发生器是最易定位的扩谱发射机，因为它是将其辐射功率在几毫秒时间内全部集中在一个频率上。难点是要在发射机跳变到另一个不同频率前要确定该频率的值。有两种基本方法可以解决这个问题。一个是采用简单扫频接收机/测向仪来确定辐射期间几个跳变中信号的到达方向。另一种方法是采用非常快速的数字接收机/测向仪来确定每次跳变期间的信号到达方向。

5.10.1.1　扫描接收机方法

该技术广泛应用于中等价格的辐射源定位系统中，每个测向站都有一个接收机，其框图如图 5.39 所示。接收机通常以极高的速率扫描，但每次中止一段时间以确定信号是否出现。如果在某个频率上存在信号功率，则接收机停止足够长的时间来测量该信号的方向。

数据被收集在计算机的文件中，有时通过如图 5.40 所示的频率与到达角显示器显示给操作员。该显示器上的每个点均代表一个接收到的信号。注意，在同一角度、不同频率处有多个截获点，这就是跳频发生器的特性。如果在信号传输期间探测到同一到达角有几个截获点（通常指很短时间内），则可报告得出跳频发生器的到达

方向。同样的过程在第二个（最好是第三个）测向站中重复以便用三角测量法来确定发射机的位置。

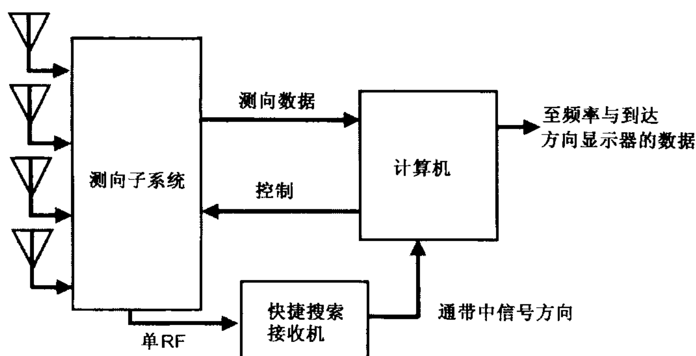


图 5.39　用于跳频发生器的扫描测向系统包括一个检测已占用通道的快速搜索接收机。当测向完成后停止搜索

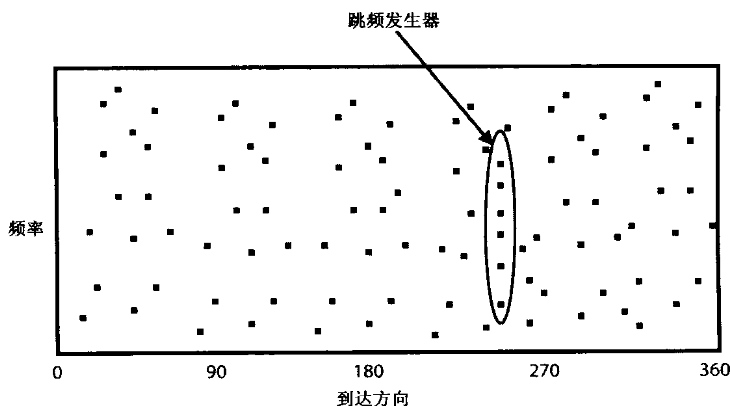


图 5.40　当所搜集的到达方位数据显示在一个到达角内存在多个频率时，即可判断存在跳频发生器

如同在本章开头所介绍的，在战术军事环境中的通信信号密度可能非常高。通常在系统指标中假设通道占有率为 10%，这意味着

在任何时刻下都有 10%的通道被占用。如果将数据积累几分钟，则接近 100%的通道将被占用。多部跳频电台可以工作在一个信号网络中，也可以工作在多个独立网络中，这就使三角测量法更加复杂。在此，我们考虑一个非常简单的环境：用两个测向系统测量两个跳频辐射源，如图 5.41 所示。在这种简单情况下，存在着四个可能的辐射源位置，而在实际情况中的可能性更多。

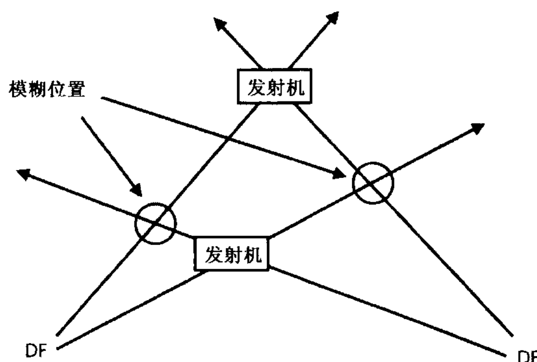


图 5.41　如果两个非相干的测向系统发现了两个跳频辐射源，那么将存在四个可能的位置

解决方法是使两个系统一同步进。每个跳频发生器可以任何指定步进位于其频段中的任何频率处，但如果两部接收机被一起锁定，那么它们将始终观测同一频率，因此将捕获到同一跳变的同一辐射源。

5.10.1.2　高速数字接收机方法

在 5.9.1 节中讨论的数字接收机可以用作测向仪。采用两部连接有不同天线的数字接收机，每个快速傅里叶变换（FFT）通道中的接收功率可以实现比幅测向，从而确定存在环境中所有信号的到达角。跳变到不同频率但具有相同到达方向的信号即可被识别为跳频发生器。两个这样的测向站可以联网以便用三角测量法来确定固

定频率与跳变频率的辐射源位置。

如果每部接收机中有两个并联的 FFT 处理器，其中一个处理器的输入信号延迟了四分之一个波长，则接收机在每个 FFT 通道中可以生成 I/Q 样本。这就保持了每个通道中的接收信号相位，使多通道干涉仪测向系统得以实现。

最终的辐射源位置数据可以支持跟随干扰，并且可以满足在包含跳频发生器的环境中的战斗序列报告需求。

5.10.2　线性调频发射机定位

如果在比幅测向系统中采用以足够大的带宽搜集适当频率扫描的接收机，即可测定线性调频信号的到达方向。在 6.2.3 节中讲述的沃特森 • 瓦特测向系统已经成功地实现了这点。

5.10.3　直接序列发射机定位

直接序列扩谱发射机的位置可以采用片码检测和能量检测技术来确定。

片码（用于扩展信号的数字位）必须有高度可预知的转移时间。采用硬件或软件方式以片码率产生分段延迟线可以积累该片码的转移能量。这就使比幅技术可以用于测量到达方向。使用两个这样的系统即可对辐射源位置进行三角测量。

Robin 和 George Dillard 所著的《扩谱信号的探测》一书对于能量探测技术进行了深入的讨论。检测的能量电平使得用窄波束天线测量到达方向成为可能。它们还可构成多天线比幅测向系统。

5.10.4　精确辐射源定位技术

采用 6.3 节中介绍的辐射源精确定位技术来确定扩谱辐射源的位置是非常困难的，因为通信信号采用连续波调制（如调幅、调频和调相），因此需要的相关时间远大于跳变时间。线性调频信号和直接序列扩谱信号的伪随机参数也使相关很难实现。

第 6 章　辐射源定位精度

从大型的固定设施到单个的飞机、车辆或小规模的部队，几乎每一种军用资源为了完成其任务都必须发射这种或那种的信号。尽管这些资源在夜间、有雾或烟的情况下，或是经过伪装后，以及在视线之外都是看不见的，但其发射机的位置是与其物理位置相对应的。对来自该位置的发射信号进行分析通常可以判别出资源的类型（武器、军事部队、飞机、舰船）。对这些资源的定位和识别可以对下列军事活动提供支持。

- **攻击逼近告警：**通过对处于交战范围内的敌方武器平台（飞机、舰船、火炮单元）进行定位，可以确定可能会发生哪种类型的攻击及武器逼近的方向。
- **威胁规避：**如果知道与发射机相关的威胁系统的位置，就可以规避这些区域，或者至少在进入这些区域时预先得到告警。
- **电子对抗选择和实施：**一个威胁的位置和属性将决定哪种对抗措施对它将会是有效的，以及该何时启动这些措施。
- **制定电子战斗序列：**由于不同的部队具有不同类型的发射机（不同的频率和调制），所以辐射源能以某种精度识别敌方部队的类型。通过知道敌方部队的位置和属性及他们最近的活动，就有可能估计出敌方兵力结构甚至预测他们的活动。（如相对于防御态势而言，实施进攻就需要一定类型和数量的部队。）
- **目标瞄准：**利用非常精确的辐射源定位信息，就可以用武器去攻击视距外的敌方设施。通过相关的辐射源确定军事设施比单独适使用光学技术能实现更精确的目标识别。

- **引导窄视场的侦察设备**：光学传感器为了获得足够的分辨率通常会在视野上做出较大的让步。这样它们通常被称作“吸管”型传感器（即像是通过吸管观察事物）。通过扫描这个窄的视野，可能要花很长时间才能发现敌方的设施。电子辐射源定位系统通过提供目标大致的位置，缩小搜索区域。

本章首先将讲述辐射源定位方法，但所涉及的深度只限于支持对辐射源定位系统精度的讨论和测量。对辐射源定位系统在《EW101》第 8 章进行了更详细的讨论。

精度通常是借助于系统的均方根（RMS）误差来描述的，这是一个被广泛接受用于定义系统有效精度的一个计算值。均方根误差是通过在许多频率、角度搜集大量角度误差或位置误差数据来确定的。每个数据值都进行平方，然后计算平方后平均值的平方根。（在 6.4.1 节中有更多关于 RMS 误差的讨论。）

6.1 基本辐射源定位方法

如图 6.1 所示，有三种基本的辐射源定位方法。该图所示为二维辐射源（如地球表面上的辐射源）定位方法。当然，所有的方法均可扩展为三维。第一种方法［图 6.1（a)］是三角测量法，即通过测定从两个（或两个以上）已知位置到辐射源的方位线来确定辐射源位置，这些方位线的交点就是辐射源的位置。第二种方法［图 6.1（b)］通过测定一个距离和一条方位线来确定辐射源位置。第三种方法［图 6.1（c)］用于精确定位系统，通过测定交叉穿过辐射源位置的两条曲线来确定辐射源位置。

虽然也可以通过测量距两个或两个以上已知位置的距离来确定辐射源位置，考虑到实际情况，该方法通常仅限于对协作辐射源的定位。由于电子战系统是确定非协作敌辐射源位置，所以在此不考虑这种方法。

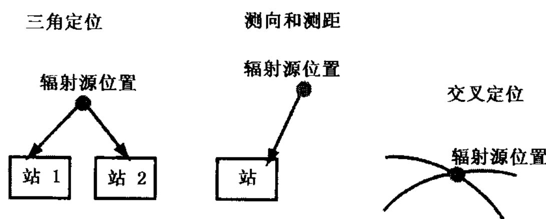


图 6.1　辐射源定位有三种基本方法：（a）三角定位，（b）角度与距离测量，（c）对数学推导曲线的交叉定位

6.2　角度测量方法

在前两种方法中，必须确定从已知位置到辐射源位置的方位线。这是通过测量信号的到达方向（DOA）来完成的，常称为测向（DF）。基本的测向方法包括：

- 旋转定向天线
- 多天线比幅
- 沃特森·瓦特
- 多普勒
- 干涉仪

6.2.1　旋转定向天线

如图 6.2 所示，旋转天线的增益方向图与天线视轴的角度有关。将天线旋转经过辐射源，即可根据天线方位随时间的关系来确定信号的到达方向。有一点很重要，即天线增益曲线的形状是很好描述的，所以两次或多次主瓣内的截获就足以确定信号位于天线视轴的方位。具有较窄波束的大型天线能提供非常高的到达方向测量精度（为波束宽度的十分之一量级）。这种方法在适合采用大型天线的

海军电子战系统中非常通用。

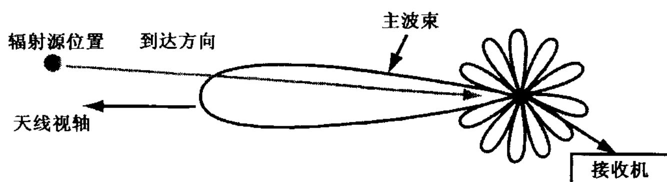


图 6.2　接收天线的增益图随距天线视轴的角度而变化

6.2.2　多天线比幅

如图 6.3 所示，当两个指向不同的天线截获了同一信号时，其增益图给出一输出信号幅度比。由幅度比可以计算出信号的到达方向。该技术广泛应用于飞机和小型舰船上的雷达告警接收机，因为它不需要大型天线而且足以迅速地确定单个脉冲的到达方位。它的精度通常较低（在 5°～15° 量级）。

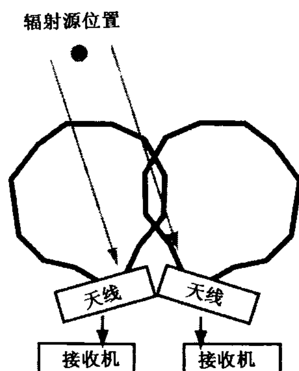


图 6.3　两个天线的增益图提供了到两个接收机的功率比

6.2.3　沃特森·瓦特技术

沃特森·瓦特技术是由罗伯特·沃特森·瓦特爵士（在雷达领域享有盛名）提出的，该技术采用排成一线的三个天线。中心天线是传感天线，边上两个天线相距约四分之一波长。来自边上两个天线的信号之和与信号之差产生一个与角度有关的心形图，如图 6.4 所示。如果边上有几对对称的天线，则在这些天线对之间转换将导致心形图旋转，从而计算出信号的到达方向。这种技术广泛应用于辐射源定位系统，能提供适中的到达方向精度（约为 2.5° 均方根值）。

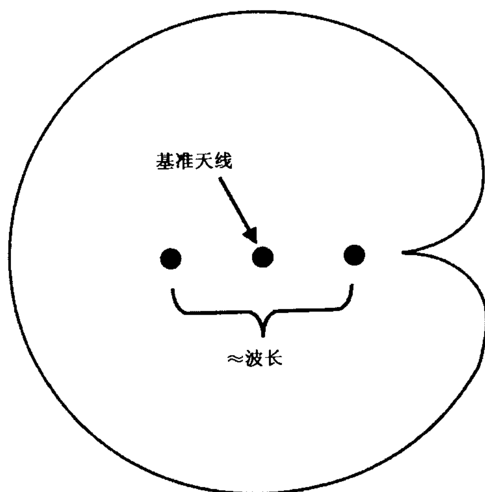


图 6.4　在沃特森·瓦特测向系统中，边上的两个天线的和与差方向图生成了一个心形方向图

6.2.4　多普勒技术

多普勒技术测量两个天线的接收信号频率，其中一个天线围绕另一个天线旋转，如图 6.5 所示。移动天线接收到的信号频率是与

发射的频率不相同的，因为移动天线具有与传输距离变化率成正比的多普勒频移。未移动的天线接收发射频率。移动天线（A）的圆周运动导致产生相对于天线 B 所接收的频率的正弦多普勒频移。辐射源的到达方向就是多普勒频移从正值变到负值的角度。在实际系统中，旋转天线被依次接入接收机的圆形天线阵替代。随着天线变换，比较相邻天线的信号相位以便计算频率。这种方法广泛用于民用船只的无线电测向系统中，其均方根精度通常为 3° 以上。

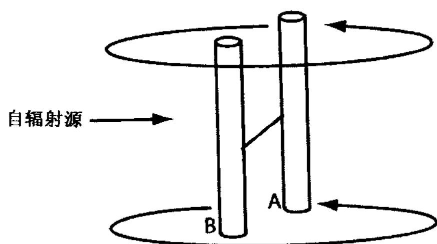


图 6.5　在多普勒测向系统中，天线 A 绕天线 B 旋转，产生相对天线 B 接收到的频率的正旋频率偏移

6.2.5　测距技术

如果发射功率电平和接收功率电平都是已知的，就可能计算出信号发射的距离，如图 6.6 所示。由于该技术只用于不需要高精度测距的一些电子战系统中，所以通常忽略除发散（即空间）损耗外的所有因素。发散损耗由下式计算：

$$L_S=32.4+20\log F+20\log d$$

其中，

L_S 为发散损耗（dB）

F 为发射频率（MHz）

d 为传输路径长度（km）

可由下列公式求得 d。

$$d = \text{antilog}\{[L_S - 32.4 - 20\log(F)]/20\}$$

antilog(fn) 实际上是 10^{fn}。

例如，如果一部工作频率为 10GHz 的雷达其有效辐射功率为 +100dBm，以−50dBm 的功率抵达接收天线，则发散损耗为 150dB。将此值代入公式中得出距离约为 76km。

在实际系统特别是飞机中，这种测量的精度可能不会优于测量距离的 25%。

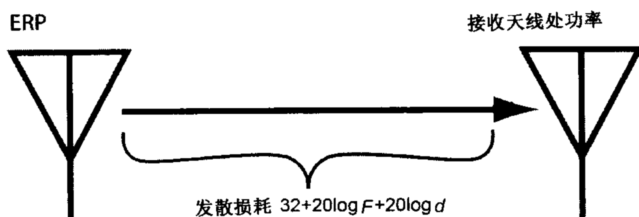


图 6.6　接收天线处的功率比有效辐射功率下降的程度与频率和距离有关

一个更精确的方法是测量传播时间。信号以接近光速的速度传播，这非常接近 1 英尺/纳秒。因此，如果知道信号离开发射天线的时间和到达接收天线的时间，则由下式可求出准确的传播距离：

$$d=tc$$

其中，

d = 传播距离（m）

t = 传播时间（s）

c = 光速（3×10^8m/s）

例如，如果传播时间为 1ms，则该距离为 300km。

这是雷达测距的方法，比较简单，因为发射机和接收机一般是并置的。但是，这种方法用于单向通信时比较困难。难点在于需要精确确定发射时间和到达时间。到达时间主要由非常精确的基于 GPS 的时钟得出，但发射时间只能在协作的系统中（如 GPS）确定。

正如在 6.3 节中讨论的，重要的辐射源精确定位（对敌辐射源）

技术之一是基于两个接收站的信号的到达时差。

6.2.6　干涉仪测向

当测向系统的精度确定为 1° RMS 时，通常要采用干涉仪测量的方法。这种方法测量两个天线所接收信号的相位，并从这两个相位之差推导得出信号的到达方向。图 6.7 所示的干涉仪三角测量法很好地说明了干涉仪测向方法的基本原理。

两个天线形成一个基线。假定系统知道这两个天线的位置，那么就可以精确计算出它们的距离和指向。现在考虑到达信号的“波前”。实际上，波前是不存在的，但这是个有用的概念。它是一条与信号到达接收系统位置的方向相垂直的直线。

我们认为发射信号是正弦曲线，并以光速传播。一个信号的全周期长度（波长）包含了 360° 的相位。观测到的信号相位在沿波前的任意点上都相同。波长和频率间的关系由下式给出：

$$c = \lambda F$$

其中：

c=光速（3×10^8m/s）

λ=波长（m）

F=信号频率（Hz）

在干涉仪三角测量法中，波前到达一个天线且距另一个天线的距离为 D。基线、波前和 D 构成了一个直角三角形。D 与波长之比等于相位的度数除以 360。因此，两个天线接收的信号间的相位差等于 D 与波长之比（当然，它也可以根据测得的接收信号的频率算出）。

D 与基线长度之比为角 A 的正弦，角 A 等于角 B。与基线垂直被认为是干涉仪的角度为零，所以角度 B 即为测得的到达角。该处的到达角也包含了基线的指向。

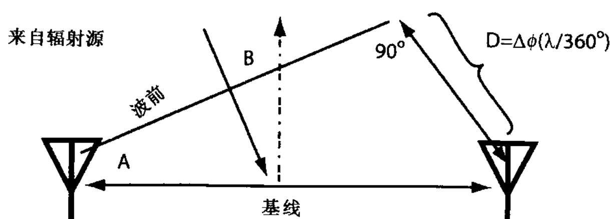


图 6.7 干涉仪三角测量法示出了两个天线形成的基线，以及在两个天线处信号的相位差确定到达角的方法

在“单基线”干涉仪系统中（即一次只使用一个基线），基线为 0.1～0.5λ。小于 0.1λ的基线不能提供足够的精度，而大于 0.5λ的基线将产生模糊结果。

若天线覆盖 360°，则仍存在所谓的“前/后模糊”。从镜像方向到达的信号将会在天线间引起同样的相位差。可利用高前后比的天线或多基线来解决这个问题。图 6.8 所示为许多干涉仪系统中采用的四偶极子阵。从顶视图，可以发现该阵列中有六对天线（即六条基线）。正确的到达角必须对来自不同基线的数据进行关联。

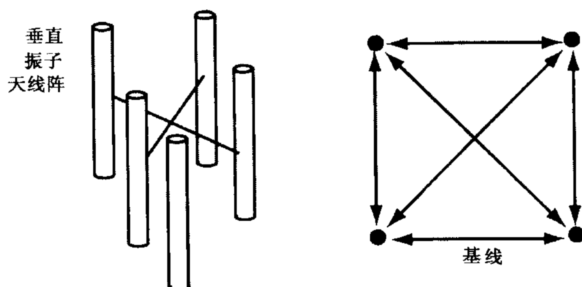


图 6.8 在干涉仪测向系统中通常使用阵列中的四个垂直偶极子以形成六条基线

同样也存在相关干涉仪，采用的基线长于 0.5λ，它将来自几个基线的数据进行相关以解决模糊问题。多基线精确干涉仪同时搜集

来自三个或更多基线的数据，这些基线都是多个半波长，两个基线长度相差 0.5λ。它们能够从数学上解决大量模糊度的问题。

6.3 精确辐射源定位技术

辐射源精确定位技术通常指能足够精确进行目标瞄准，所提供的位置精度为数十米的定位技术。有两种辐射源精确定位方法：到达时差（TDOA）法和到达频差（FDOA）法。这两种方法经常一起使用，而且常与精度较低的定位系统配合使用。首先我们讨论 TDOA 方法。

6.3.1 到达时差法

6.2.5 节讨论了根据信号传播时间计算传播距离的方法。由于信号以光速传播，所以如果已知信号离开发射机的时间和到达接收机的时间，就能算出信号的传播路径长度。在处理协作信号（如 GPS 信号）时或己方的数据链时，信号上的编码可以确定信号发射的时间。然而在对付敌辐射源时，由于无法知道信号离开发射机的时间，所以唯一可测的信息就是信号的到达时间。但是，通过确定信号抵达两个站的到达时差（TDOA），就可以获知发射站是位于双曲线上的。如果测得的 TDOA 值非常精确，那么辐射源位置将非常接近双曲线。但是，由于双曲线无限长，所以位置问题仍未解决。

图 6.9 所示为两个接收站接收来自一个发射站的信号的情况。两个站构成了一条基线，不确定区是可能包含了感兴趣辐射源的区域。注意从两个距离之差就可确定到达时差。图 6.10 所示为一些双曲线，每条曲线均代表一特定的到达时差，称为等时线。

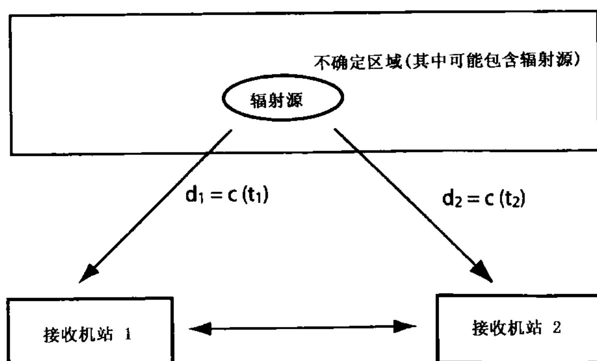


图 6.9　两个接收站形成一条基线，根据传播时间差可以计算出两个站至辐射源的相对距离

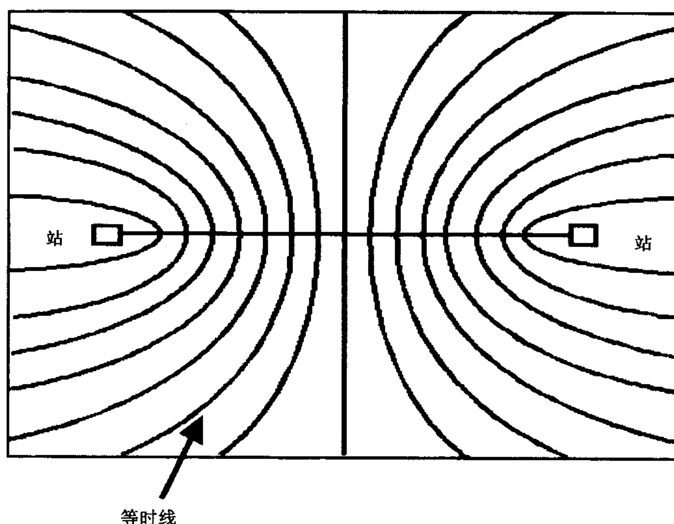


图 6.10　等时线是一条双曲线，它包含了辐射源所有可能的位置。该辐射源可以通过至两个接收站传播路径的固定差所形成的信号固定到达时差来定位

6.3.1.1　脉冲辐射源定位

如果发射的信号是脉冲信号（假设每个接收机位置有一个非常精确的时钟且测得的时间可以发送至一共同地方），则到达时差非常容易确定。如图 6.11 所示，脉冲前沿可提供可靠的时间测量结果，关键是两个接收机必须对同一个脉冲进行测量。由于要确定辐射源位置只需测量少数脉冲，所以将到达时间数据送到计算 TDOA 值的处理站所需的数据链带宽也非常小。

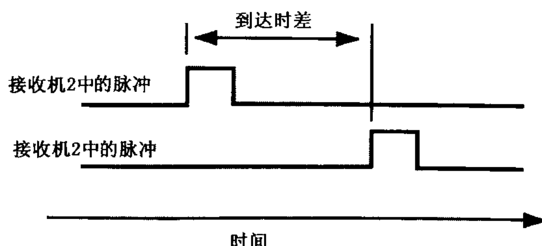


图 6.11　如果能以精确时钟测得每部接收机的脉冲到达时间，那么到达时差的计算就非常简单

6.3.1.2　模拟辐射源定位

现在考虑模拟调制信号情况。这种信号具有连续载波（发射频率），并以载波调频、调幅或调相的方式传送信息。载波每隔一个波长（一般小于 1m）重复一次，所以可以进行相关以确定在两个接收机处的到达时间的信号的唯一属性就是调制。可以在其中一部接收机中以不同的延迟时间对接收信号进行多次采样来确定到达时差。该延迟时间的变化范围必须足够大以覆盖在可能包含辐射源位置的区域内的最小时差到最大时差。采样的样本是数字化的、时间编码的，它被送至一可计算两个样本间相关性的公共点。

相关性随着差分时延的不同而变化，如图 6.12 所示。最大相关值出现在差分时延值等于到达时差时。注意相关曲线的顶部相当平

滑，但是其最大值通常为延迟增量的 1/10 量级。

因为必须采集许多样本，所以模拟信号的 TDOA 处理相对较慢。为了获得足够的定位精度，每个样本需要的比特数很大，因此该处理需要很大的数据传输带宽。

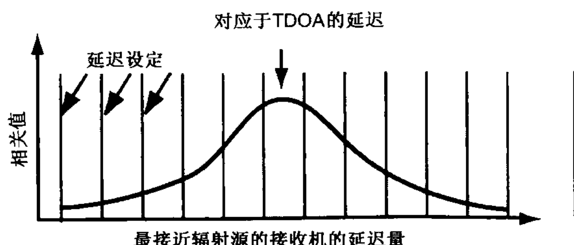


图 6.12　到达两个接收机的信号间的相关性与其中一个接收机的信号延迟相关，最大相关值位于延迟值等于到达时差处。对于模拟信号，该曲线具有平稳的最大值

6.3.1.3　定位

要确定辐射源实际位置还需要第三个接收站，以形成至少两条基线。如图 6.13 所示，每条基线构成一双曲线型的等时线。这两条双曲线在辐射源位置处相交。两条双曲线相交在两个位置，因此存在着位置模糊。但是，其中只有一个位置位于不确定区域（如图 6.9 所示）。

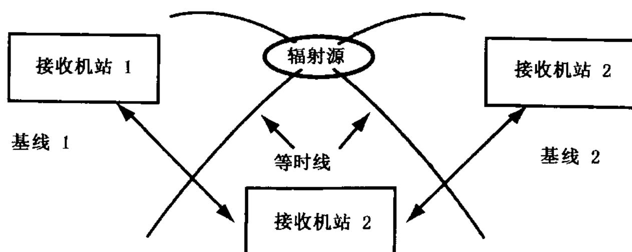


图 6.13　三个接收站可以形成两条基线。两条基线的等时线在辐射源位置处相交

为了提供精确的辐射源位置，必须获知接收站的精确位置。借助 GPS，可获得小型车辆甚至徒步操作员的准确位置。当然，如果接收机是运动的，那么在计算等时线和辐射源位置时必须考虑接收机的瞬时位置。

6.3.2　FDOA 辐射源精确定位技术

到达频差（FDOA）法是获得辐射源精确位置的方法之一。它需要测量两部移动接收机接收的来自单部发射机（通常是固定的）的信号频率之差。由于接收信号的频率差是因多普勒频移不同而产生的，所以 FDOA 也称为差分多普勒（DD）。

如果接收机是运动的，首先考虑来自固定发射机的接收信号频率。如图 6.14 所示，接收到的信号频率取决于发射频率、接收机速度，以及发射机与接收机速度矢量之间实际的球面角。接收到的信号频率由下式得出：

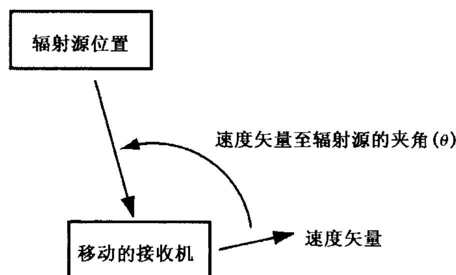


图 6.14　一个移动的接收机接收来自一固定辐射源的信号，该信号随着与速度和角度 θ 有关的多普勒频移的变化而变化

$$F_R = F_T\{1+[V_R\cos(\theta)/c]\}$$

其中，

F_R =接收频率

F_T = 发射频率

V_R = 接收机速度

θ= 接收机速度矢量与发射机的夹角

c =光速

现在讨论两部移动接收机接收来自不同位置的同一信号的情况，如图 6.15 所示。两部接收机的瞬时位置构成一条基线。两部接收机接收到的频率之差与θ_1、θ_2之差和接收机速度矢量有关。两个接收频率之差由下式求出：

$$\Delta F=F_T[V_2\cos(\theta_2)-V_1\cos(\theta_1)]/c$$

其中，

ΔF = 频差

F_T = 发射机频率

V_1= 接收机 1 的速度

V_2= 接收机 2 的速度

θ_1 = 接收机 1 的速度矢量与发射机的夹角

θ_2 = 接收机 2 的速度矢量与发射机的夹角

c = 光速

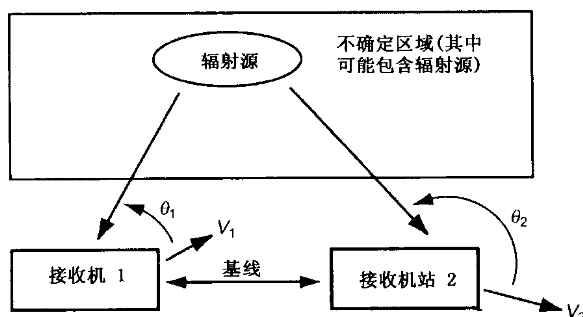


图 6.15　两部移动接收机根据其速度矢量和截获位置对接收到的不同频率进行测量

存在着一个定义了所有发射机可能位置的三维曲面，它将在现有条件下产生测量频差。如果观察该曲面与一平面（如地球表面）的相交处，那么所得到的曲线常称为等频线。两部接收机可以不同

速度在不同方向运动，系统计算机能在每个速度/位置/频差条件下提取适当的等频线。但是，为简化表达，图 6.16 所示为两部以同一速度在同一方向运动（不一定是头尾相随的情况）的接收机在各种频差下的一组等频线。注意，这组曲线充满了所有空间，就像磁力线一样（如同两部接收机位于一根磁棒的两端）。

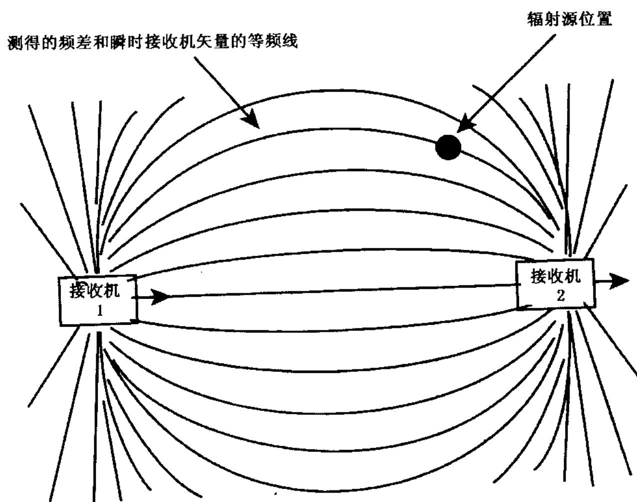


图 6.16　采用两部接收机，FDOA 系统就确定了一条通过辐射源位置的曲线（等频线）

同到达时差一样，两部接收机测量的频差不能确定辐射源位置，只能确定一条包含潜在辐射源位置的曲线，即等频线。但是，如果测量的频差较精确，那么发射机位置就非常接近等频线（50m 量级）。借助第三部移动接收机，就可以获得三条测量基线，每条基线都可以收集 FDOA 数据并能计算等频线。那么，由两条以上的基线形成的等频线的交点即可确定发射机的位置。

6.3.3　针对运动发射机的 FDOA 法

用 FDOA 方法（采用移动接收机）定位运动发射机位置时存在

着一个很大的问题。测得的频差是由精确已知的两部接收机的速度矢量所引起的多普勒频移产生的。如果发射机也在运动，那么它产生的多普勒频移与移动接收机产生的多普勒频移处于同一量级，但是发射机的速度矢量是未知的。这就在辐射源定位计算中引入了另一个变量。尽管可以用数学方法解决这个问题，但所需的运算（即计算能力和计算时间）就更复杂了。因此，通常认为 FDOA 法只适用于由机载移动接收机来确定固定或非常缓慢运动的发射机位置。

6.3.4　FDOA 和 TDOA 的组合

由于测频和测时均需要高精度的频率基准，所以最好由两部相同的接收机完成两个功能。在许多精确定位系统中都是如此。在图 6.17 中，示出了 TDOA 法的一组等时线和 FDOA 法的一组等频线（用两部接收机构成的一条基线计算的）。注意，发射机位置位于等时线与等频线的交点。因此，用两部接收机形成的一条基线就可确定辐射源的精确位置。

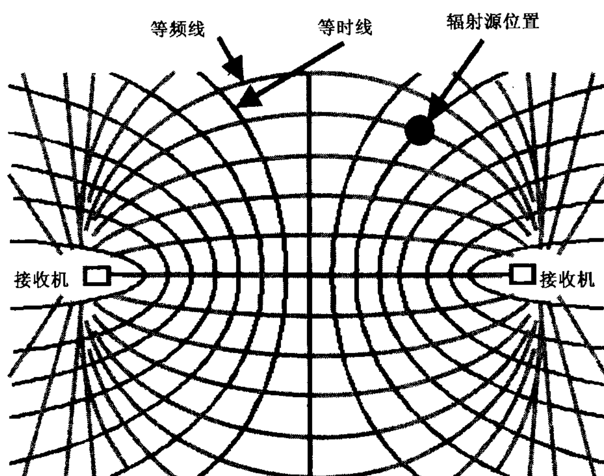


图 6.17　从两部相同的移动接收机采用 TDOA 和 FDOA 就可以确定辐射源位置

实际上，定位系统通常采用三个或更多的平台，因而有多种计算方法：TDOA、FDOA、TDOA 和 FDOA 组合方法等。方法的多样性使得在不同工作条件下获得精确的定位结果成为可能。

6.4 辐射源定位——报告定位精度

在对测向系统的工作值进行比较的时候，一个关键的参数就是有效的精度。对于到达角系统，这个精度通常是以均方根（RMS）角度误差来描述的。在整个辐射源定位系统（如多个到达角测向站）中，辐射源定位精度通常是以圆概率误差（CEP）或椭圆概率误差（EEP）来描述的。

当一个辐射源位置报告给要根据此信息做决策的人员（如一个要确定敌方设施位于何处的指挥员）时，CEP 或 EEP 定义了来自辐射源定位系统报告的测量中的位置不确定性。在地图上显示绘制的圆或椭圆在决策过程中是非常有用的。

6.4.1 均方根误差

在任何到达方位或辐射源位置测量过程中总是会有一些误差，但我们需要能够评估并谈论系统中的"有效"误差。如果每次单独的测量都小于某个特定的角度误差，那么最大误差将会是确定的。不过，在实际测向系统中，特别是在那些瞬时覆盖 360° 的测向系统中，会存在一些特殊的角度和频率，在这些点上所测得的误差要比平均误差大很多。在外场试验中这也总是存在的，其中低电平的干扰信号或点反射器可以导致峰值误差，而这与系统的性能本身是没有关系的。如果这个峰值误差（来自于系统内部或系统外部）只发生在几个角度/频率组合上，通常就不会将其作为对该系统使用有效性的一次适当测试。因此，我们常常要考虑对系统用均方根

（RMS）误差更好表示的有效误差。

为了确定 RMS 误差，在整个系统的角度范围内（通常是 360°）许多不同角度上，以及按系统整个频率覆盖范围内的规则增量提取数据。测得的每个到达角要与实际的到达角进行比较以确定误差角度。实际的角度是通过系统所放置的转台位置、飞机的导航系统、系统所安装的舰船，或者其他独立的角度参照物确定的。然后，对每个误差进行平方，再取平均值，对均值取平方根。其公式如下：

$$\text{error}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\text{error}_i)^2}{n}}$$

通常认为 RMS 误差有两部分——平均误差和标准偏差。平均误差是对所有测量误差进行直接平均，它能够在所有输出数据中进行纠正。如果平均误差已从每个数据点减去，标准偏差就是所计算的 RMS 误差（实际上是没有平均误差分量的 RMS 误差）。RMS 误差、平均误差和标准偏差之间的关系是：

$$\text{RMS} = \sqrt{\mu^2 + \sigma^2}$$

其中，

μ＝数据点的平均

σ ＝标准偏差

如果愿意试一下这些公式，就可以发现 1、4、6、8 和 12 这五个数的平均是 6.2，标准偏差是 3.7，RMS 是 7.22。

6.4.2　圆概率误差

圆概率误差是一个火炮和轰炸用语。如果大量炮弹或炸弹瞄准标杆发射，测量从标杆到每一次弹着点的距离。这种情况下 CEP 就是以所计算的辐射源位置为圆心的一个圆的半径。真实的辐射源位置位于这个圆内有 50%的可能性，通常也称作 50% CEP。如果该圆提供 90%的机率包含该辐射源，就叫做 90% CEP。

考虑如图 6.18 中辐射源的几何位置。这是一种理想的布局，因为两个测向站距离辐射源等距，同时从辐射源点观察相互间隔 90°。

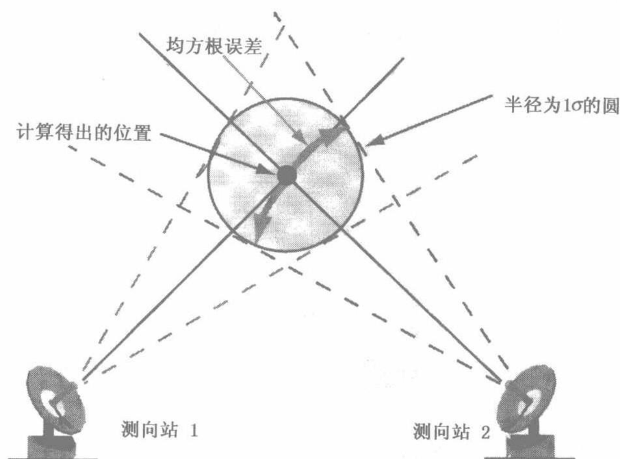


图 6.18　相隔 90°，辐射源位于计算得出的以辐射源位置为圆心的 1σ圆内的概率为 46.5%

假设每个测向接收机的误差是具有零平均误差的正态分布，定义了 RMS 误差值的直线包括了辐射源沿着中心线的测向读数中的 68.2%。这是因为正态分布的曲线到标准偏差点的面积是 0.341。这样，在这种几何布局中刚好适合 RMS 线的圆将有 46.5%的概率包括真实的辐射源位置（0.682×0.682＝0.465）。但是如果这个圆的半径提高到先前圆半径的 1.037 倍，它将有 50%的机会包括辐射源。这是因为正态分布曲线到 1.037 标准偏差的面积是图 6.19 中所示的 35.36%（$[0.3536\times2]^2=0.5$）。

为了验证先前所讲的概念，考虑真实的辐射源位置有 70.7%的概率位于从每个测向站观测的±1.037σ 误差极限范围内。处于两个最佳指向测向站相同极限内的概率是 0.707 的平方，即 0.5。

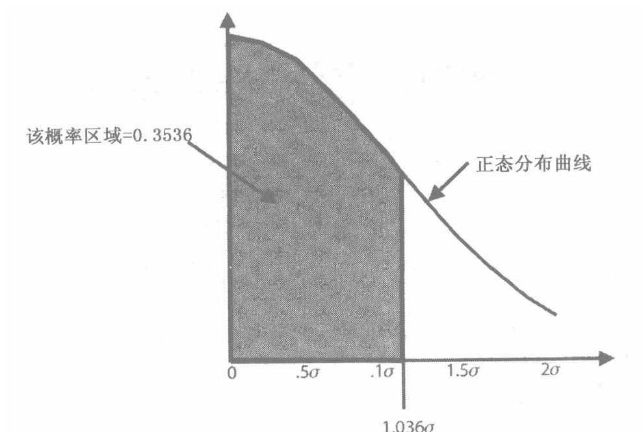


图 6.19　对于具有零平均误差的正态分布误差，高斯曲线的面积确定了真实位置位于一给定半径内的概率

6.4.3　椭圆概率误差

现在考虑图 6.20 所示不太理想的辐射源的地理位置。一个刚好位于 RMS 误差线内的直径 103.6%的椭圆就确定了 EEP。同 CEP 一样，EEP 能够定义为 50%或 90%的概率。

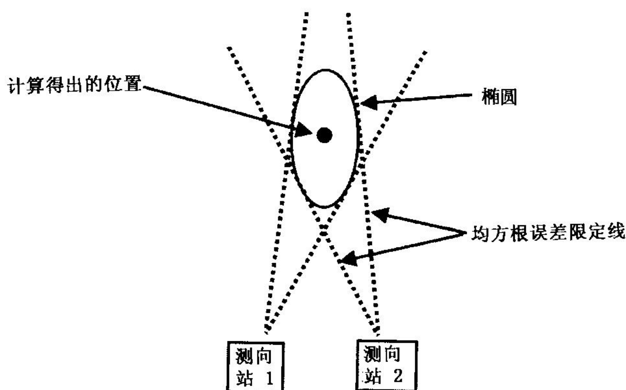


图 6.20　在这个不理想的位置情况下，辐射源位于 1σ 椭圆的概率有 46.5%

6.5　辐射源定位——误差估计

辐射源定位系统中最重要的价值尺度一般认为是定位精度。在系统指标中，必须考虑会引起误差的所有因素，这称为误差估计。某些因素是多种辐射源定位方法共有的，但是有许多因素也只与其中一种方法有关。

6.5.1　复合误差

辐射源定位误差有多种：有些是随机误差，有些是固定误差。总之，如果误差是随机的且互相独立，则可以用统计方法将这些误差合成。总误差等于各分量平方和的平方根，即：

$$总均方根误差=[误差_1^2+误差_2^2+误差_3^2+误差_4^2+\cdots+误差_n^2]^{1/2}$$

其中包含了 n 个独立的随机误差。

但是，如果误差不是随机的，则必须直接对这些误差求和。

正如以前所讨论的，均方根误差是平均误差和标准偏差的和，它能非常精确、完善地度量系统误差，如在测量靶场上。利用统计平均误差值来补偿所有的位置测量或到达方向测量是可行的。因此，系统的均方根误差将等于测量误差值的标准偏差。注意，这里假设没有较大的位置误差，而且主要的误差源都与平台有关。机载平台的到达方向系统通常具备这种特性，因为机身的反射会引起较大的到达角误差，而更远处的多径反射器生成更小的测量误差。

6.5.2　反射对到达角误差的影响

从目标辐射源至 AOA 测量站路径附近的反射器因产生多径效应而会引起误差。AOA 站测量到达其天线的直接路径分量与所有

多路径分量的矢量和。如图 6.21 所示，目标辐射源附近的反射器使多路径信号以相对小的偏移角到达，从而引起的误差也较小（通常在机载系统中）。但是，靠近 AOA 站的反射器将产生到达角相当大的多径信号。这些反射器产生的误差比较大。地基 AOA 系统受附近地形的影响相当大。不过，所有的 AOA 系统都有较大的来自其安装平台（空中或地面）的多径误差，其侧面（靠近或背对信号到达角的面）反射产生的误差最大。

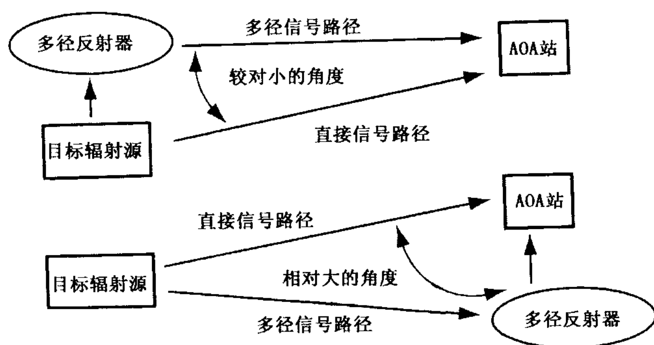


图 6.21　靠近目标辐射源的发射器生成的到达角测量误差小，而靠近 AOA 系统的发射器产生的到达角误差大

6.5.3　测量站位置精度

对任何一种辐射源定位方法而言，测量站的位置误差必须直接加到辐射源定位误差中，如图 6.22 所示。如果采用机载、舰载或地面移动测量系统，则可由平台上的惯性导航系统（INS）获得测量站位置。几年前，飞机惯性导航系统的定位精度会随着飞机离开机场或航母等固定位置的时间增长而下降。然而，现代惯性导航系统采用 GPS 基准不断进行位置校准，这就大大提高了飞机长时间飞行的位置精度。由于舰船具有极好的导航性能，所以舰载测量站的定

位误差极小。

固定地面测量站的位置精度要求相当高。定位误差基本上只源自静止或动态弯曲的塔台。但地面移动测量站的定位能力在采用GPS之前相对较差，这是因为低价值平台所用的惯性导航系统不行，为了获得精确的站位置，测量站必须设立在已知位置上。然而，GPS接收机体积很小，能提供极好的位置精度，因此即使是位于卡车内的测量站或由徒步单兵携载的测量点都可以定位在几米的范围内。

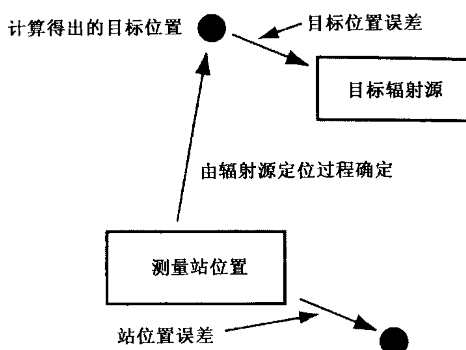


图 6.22　测量站的位置误差将直接转化为目标辐射源的定位误差

6.5.4　到达角辐射源定位方法误差估计项

AOA系统测量信号到达测量站的方向与基准角之间的夹角（方位和/或仰角）。误差估计分量包括测角精度和方向基准精度，如图6.23所示。由于仰角是相对于本地垂线或水平线而言的，所以在基准方向很容易获得非常高的精度。然而方位基准（通常为正北方）很难确定。在高价平台（如舰船和飞机）中，角度基准取自惯性导航系统。虽然惯性导航系统具有定向陀螺仪，但是现代系统计算GPS位置间的方位矢量以更新角度基准从而获得长期的精度。目前低价平台采用体积小、重量轻的惯性导航系统。这些平台采用

光纤陀螺仪作为角度基准，采用 GPS 进行定位。尽管这种小型惯性导航系统没有大型惯性导航系统精确，但它们能提供高质量的方向基准和定位。

在早期地基移动平台中，必须采用磁力计作为指北基准。这种装置能感知地球磁场，它被认为是能以电子方式读取的磁罗盘。磁力计安装在测量系统的天线阵中，因此即使阵列随风或随金属线的牵引而有所移动也可测得它的实际方位。但是，磁力计存在着与手动罗盘同样的问题，如偏差随位置而变，所以精度非常低（约为 1.5° RMS）。

AOA 系统中的另一个误差源是天线阵相对于角度基准的方位。除非将角度基准装置安装在天线阵上，否则当天线阵每次展开（若安装在天线杆上）或安装在机载平台上时将产生偏移误差。

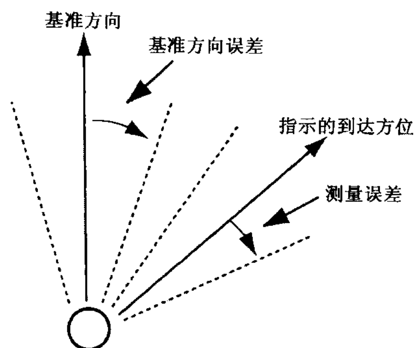


图 6.23　采用一种到达方向测量技术时，信号的实际到达方向将是测量误差和基准方向（如正北方向）的误差之和

6.5.5　与信噪比有关的误差

定位精度通常针对一个接收强信号的系统，但是，该系统也必须能处理较弱的信号。确定测向系统灵敏度的方法之一是增加接收信号强度进行一系列测量（通常为 5～10 次）。对于强信号，所有

AOA 的测量是非常接近的（一般是相同的）。但是，随着信号强度下降，信噪比降低，从而导致所测的 AOA 变化。系统灵敏度常表述为测量标准偏差等于 1° 时的接收信号强度。还可以计算由任何特定信噪比引起的均方根角度误差分量，但这会随特定系统的配置而变化。

6.5.6　校准误差

所有高精度的AOA系统都要进行校准以消除因天线安装位置、载体反射和处理而产生的固定误差。校准包括在某些精确靶场测量 AOA 并在后续操作中校正测量数据以消除校准期间的测量误差。校准数据的精度是角度误差的另一个来源。

6.5.7　AOA 系统的误差组合

前面所讲的各种误差因素（站的位置除外）通常可以认为是独立和随机的。这样，它们就可以统计在一起以确定整个的误差估计。但是，在一些情况中还必须额外考虑其他的误差。例如，如果存在一个没有得到纠正的平均误差，那么它就应当被当做是附加误差。在一些系统中，也有一些是到达角固定函数的计算误差。这些误差并不是随机的，如果在处理中没有得到纠正，就要当做附加的误差。

6.6　到达角误差转换为定位误差

关于辐射源定位系统的应用，最重要的是其对一个辐射源的定位精度。对任何一种定位系统而言，定位精度主要取决于测量精度和交战位置。当前，我们只讨论到达角系统。

6.6.1　测量精度

标准偏差是统计标准误差偏离平均误差的角度。从统计上看，34%的到达角读数误差小于标准偏差。但是，由于误差既可能小于平均误差，也可能大于平均误差，所以两个标准偏差角包含了 68%的测量误差数据。

因为平均误差受搭载 AOA 系统的平台（空中、地面、海上）反射的影响较大，所以采用系统校准可以消除它对最终的系统均方根（RMS）误差的大部分影响。因此，在一个经过校准的 AOA 系统中，RMS 误差主要是校正数据的标准偏差。

如图 6.24 所示，单个 AOA 测量站只能确定位于扇形区的辐射源位置。如果用两条 RMS 线作为标准偏差线，那么就认为辐射源位于该角度区域内的概率为 68%。如果 RMS 误差较低，该扇形区就很窄，因此角度精度就更高。但是，线性误差也与 AOA 站的距离有关。误差区的宽度可由下式计算：

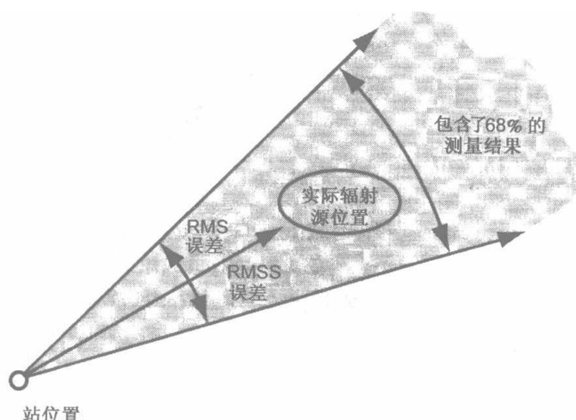


图 6.24　两条 RMS 误差线之间的角度区域包括了 68%的测量结果，其计算误差是正态分布的，其标准偏差等于去掉了平均误差的 RMS 误差

$$W = 2D\tan(\theta)$$

其中，

W =从真实角到 RMS 误差线的距离（任意单位）

D =从 AOA 站到被定位辐射源的距离（单位同上）

θ = RMS 角度误差

利用两个 AOA 测量站，即可用三角测量法确定辐射源的位置。图 6.25 所示为两个站的角度交集区。理想情况下，从被定位辐射源观测到两个站的位置间隔 90°，这将使位置不确定区域最小。该图给出了一种更通用的情况，即两个站的位置是非理想的。这时被定位辐射源位于两个扇形交集的像风筝一样的区域的概率为 68%。

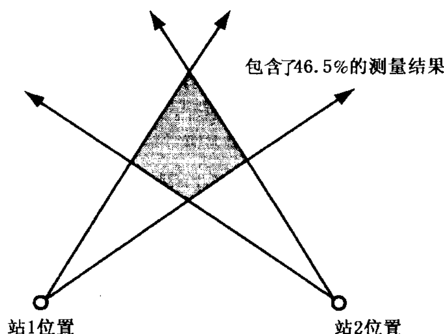


图 6.25　处于两个 RMS 误差线之间的风筝状的区域包含辐射源位置的概率为 68%

如果对这两个站测定的辐射源位置进行多次计算机仿真（随机选择误差值），那么辐射源位置图将构成一个椭圆区域，椭圆中心处的位置密度高，随着至中心处的距离增大，位置密度下降。图 6.26 的椭圆将包含 46.5%的辐射源位置。

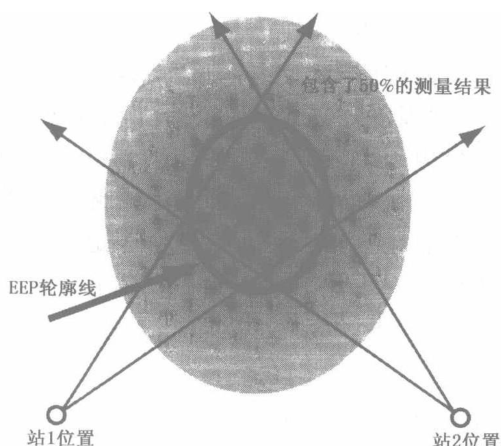


图 6.26　根据对测量误差为正态分布的辐射源位置进行多次仿真绘出的位置图构成了椭圆散射图，其中 50%的值位于 EEP 椭圆内

6.6.2　圆概率误差

圆概率误差（CEP）在 6.4.2 节中进行了定义。对辐射源定位系统（即多个 AOA 传感器和必要的三角测量处理）而言，可以用图 6.26 中的椭圆来确定其 CEP。

首先，需要将椭圆的大小从包含 46.5%的辐射源位置调整到包含 50%的辐射源位置。为此，通过各乘一个系数 1.036 来增大椭圆的长轴和短轴，这就使椭圆包含辐射源的概率变为 50%。注意，该椭圆可由 AOA 站的特性和截获位置算出，常称为“椭圆概率误差”。

接着，由下式计算该椭圆（如图 6.27 所示）的半长轴和半短轴的矢量和：

$$CEP = 0.75(\sqrt{a^2 + b^2})$$

其中，

CEP = 圆概率误差的圆半径（任意单位）

a =椭圆的半长轴（单位同上）

b =椭圆的半短轴（单位同上）

CEP 的这个值（据称能以 10%的范围估计出真实的 CEP）来自兰德公司 1971 年 7 月发表的一份报告，该报告是 L.H.Wegner 所写的“对机载无源定位电磁辐射源技术的精确分析”，它被广泛引用。

正如在辐射源定位系统中一样，计算出的椭圆误差也可围绕所测的辐射源位置绘制在地图显示器上。然后假定辐射源位于椭圆内的概率为 50%。该信息对军事分析人员是非常有价值的，军事分析人员可以将其他战术态势和最近的历史信息结合起来从而以适当的精度确定战术态势。

另外，CEP 在评估真实场景中不同的系统和战术时是最有用的。

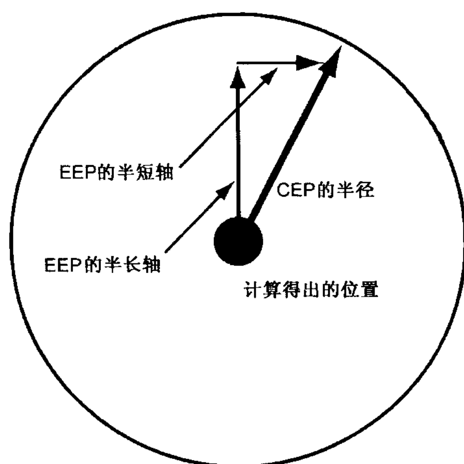


图 6.27　CEP 是以所测得的辐射源位置为圆心的圆的半径，该圆包含实际辐射源位置的概率为 50%

6.7　精确定位系统中的定位误差

到达时差（TDOA）和到达频差（FDOA）均为辐射源精确定位方法，在 6.3 节中进行了讨论。

TDOA 和 FDOA 系统计算辐射源位置的精度通常是用圆概率误差（CEP）表述的。但是，CEP 是根据计算等时线和等频线的精度来确定的。同讨论过的到达角（AOA）系统的定位精度一样，TDOA 和 FDOA 系统的 CEP 取决于测量精度和位置。精度计算是建立在进行了多次独立测量的假设之上的。因此，精度是以统计方法确定的。

6.7.1　TDOA 系统精度

图 6.28 所示为一个辐射源位置和两个 TDOA 接收站。等时线是包含了产生 TDOA 测量值（信号以光速传播）的平面上所有可能位置的曲线。导致位置误差的因素包括接收站的位置精度和测量时间精度。借助下面的公式可计算出精度的标准偏差（假设接收站的位置是精确的）。因此，它只取决于截获位置和测量时间精度，在此假设测量时间误差是高斯分布的。有时这就被称作双曲线的"厚度"。我们不是将其带入一个大公式中，而是分几步来完成。

如图 6.28 所示，在 X 轴上的两个接收站相距 B_1。辐射源位于位置 X、Y 处，距离站 1 的坐标原点数千米。

首先，计算两个信号的路径长度：

$$D = \mathrm{sqrt}(X^2 + Y^2)$$

$$F = \mathrm{sqrt}([B_1 - X]^2 + Y^2)$$

然后，计算三角形的边长和的一半（S_1）。

$$S_1 = (D + F + B_1)/2$$

接着，计算从辐射源观测的站 1 与站 2 之夹角 θ_1 的一半的正弦值：

$$\sin(\theta_1/2) = \mathrm{sqrt}([S_1 - D]\times[S_1 - F]/[D\times F])$$

现在，写出测得的双曲线偏离经过辐射源的实际双曲线的标准偏差（1σ）的方程（偏离该信号位置的距离称为 E_1）。Δt 为 1σ 的 TDOA 测量误差。

$$E_1 = 0.00015\times\Delta t/\sin(\theta_1/2)$$

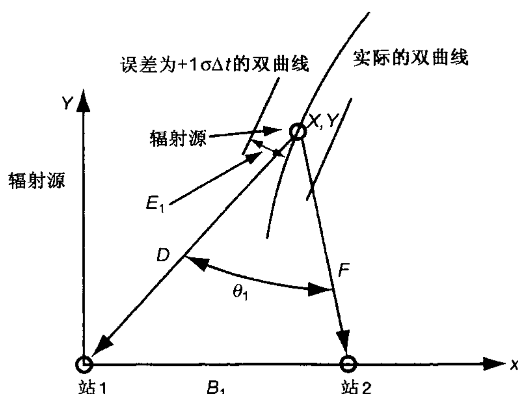


图 6.28　到达站 1 和站 2 的信号的 TDOA 确定了通过辐射源的双曲线。1σTDOA 误差导致双曲线移动距离 E_1

正如 6.3.1 节所描述的，双曲线是恰好通过辐射源位置的一条线，第二条双曲线必须根据另一条基线得出，从而求出交点的位置。图 6.29 所示为利用第三个截获站的情况。我们将根据第二条基线计算出双曲线的偏移值并画出最终的误差区。为简单起见，我们将第三个站设在 X 轴上、至站 2 的距离为 B_2 处。首先计算第三条信号的路径长度：

$$G = \mathrm{sqrt}([B_1 + B_2 - X]^2 + Y^2)$$

然后计算第二个三角形的边长和的一半（S_2）：

$$S_2 = (F + G + B_2)/2$$

接着计算从辐射源位置观测的站 2 与站 3 之夹角 θ_2 的一半的正弦值：

$$\sin(\theta_2/2) = \mathrm{sqrt}[(S_2-D)\times(S_2-F)/D\times F]$$

现在，我们可以写出测量双曲线偏离（单位为 km）经过辐射源位置的实际双曲线的标准偏差（1σ）的方程（偏离该信号位置的距离称为 E_1）。Δt 项为 1σ 的 TDOA 测量误差。

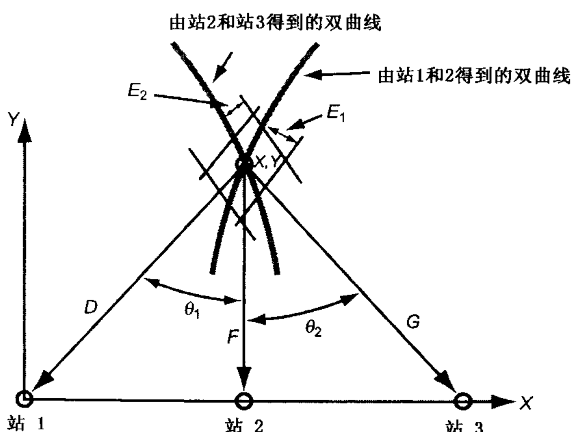


图 6.29　借助第三个站构成第二条双曲线。两条双曲线在辐射源位置处相交。由基线 B_1 可计算出一组$\pm1\sigma$ 的双曲线偏差

$$E_2 = 0.00015\times\Delta t/\sin(\theta_2/2)$$

辐射源位置处的每条双曲线的$\pm1\sigma$ 误差线相交所包围的区域为平行四边形，如图 6.30 所示。在到达角圆概率误差计算中，采用随机的 TDOA 测量误差（高斯分布）进行计算机仿真将生成如图 6.31 所示的椭圆形的点密度散射图。包含了 50%测量结果的椭圆就是椭圆概率误差（EEP），根据椭圆概率误差可以计算出圆概率误差，这在 6.6.2 节中进行过讲述。

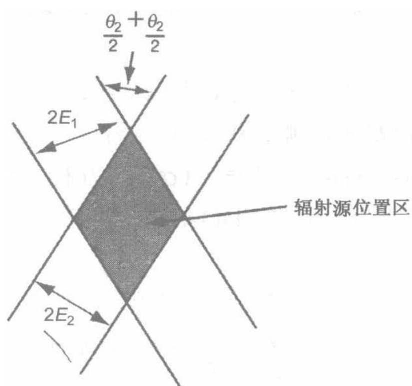


图 6.30　来自 TDOA 两条基线的±1σ 误差线以一个角度相交，该角度是从辐射源所观测到的至各测量站的两个半角之和，构成了一个平行四边形

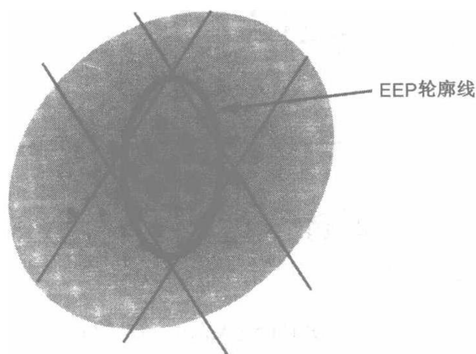


图 6.31　从许多具有正态分布误差值的仿真 TDOA 测量中画出的位置形成了一个椭圆形状。该椭圆包括了结果的 50%，称之为椭圆概率误差

6.7.2　FDOA 辐射源定位系统中的定位误差

与前面讨论的到达时差（TDOA）系统一样，FDOA 系统的精度也可用圆概率误差（CEP）或椭圆概率误差（EEP）来表示。同

AOA 和 TDOA 一样，系统的精度计算同样假设进行了多次独立的测量。

此处给出的等频线精度公式是以 Paul Chestnut 博士在 1982 年 3 月 IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 上发表的一篇经典的文章为基础的。此处的公式假设了辐射源距离传感器平台足够远，因而可以忽略接收平台至辐射源的俯角。同时还假设已经精确获知每个接收平台的位置和速度，最后，为了简化问题，假设接收平台以同样的速度沿水平基线路径直线飞行（请注意，由于没有采用这些假设，Chestnut 博士的公式要复杂得多）。

6.7.2.1　等频线精度

图 6.32 所示为一个辐射源的位置和两个 FDOA 接收站。等频线是包含了在此截获情况下获得所测得的 FDOA 的平面上所有可能位置的曲线，如 6.3.2 节所述。下面的方程可计算出曲线绘制所具有精度的标准偏差（利用上面讨论过的假设）。因此，标准偏差只与截获位置和测频精度有关。假设测频误差是高斯分布的。有时这被描述成为等频线的“厚度”。注意，在真实辐射源位置处的等频线垂直于角 θ_1 的平分线，所以测量误差会使该等频线在此角平分线方向移动。我们将分几步进行计算，而不是将其代入一个大公式中。

如图 6.32 所示，有两个测向站，沿坐标系统的 X 轴相距 B_1。相对于坐标原点的站 1 而言，辐射源位于坐标 X、Y 处。

首先，利用 6.7.1 节中用于 TDOA 的公式计算两个信号路径的长度：

$$D_1 = \text{sqrt}(X^2 + Y^2)$$

$$D_2 = \text{sqrt}([B_1 - X]^2 + Y^2)$$

然后，计算辐射源方向与每个接收平台的速度矢量之间的夹角：

$$A_1 = \text{arc cos}\ (X/D_1)$$

$$A_2 = \text{arc cos}\ ([B_1 - X]/D_2)$$

接着，计算从辐射源到每个运动接收平台的线的角速度（$\hat{\alpha}$）:

$$\hat{\alpha}_1 = V\sin(A_1)/D_1$$

$$\hat{\alpha}_2 = V\sin(A_2)/D_2$$

现在可以得出关于 E_1 的方程，即测量等频线偏离经过辐射源的真实等频线的标准偏差（1σ）（km），其中 F 为发射频率（Hz），ΔF 为 FDOA 测量的 1σ 误差（Hz）。

$$E_1 = (3\times10^5\times\Delta F)/(F\times \mathrm{sqrt}(\hat{\alpha}_2^2 - 2\hat{\alpha}_1\hat{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_1^2))$$

注意真实等频线和测量等频线都垂直于角 θ_1 的平分线。

$$\theta_1 = A_2 - A_1$$

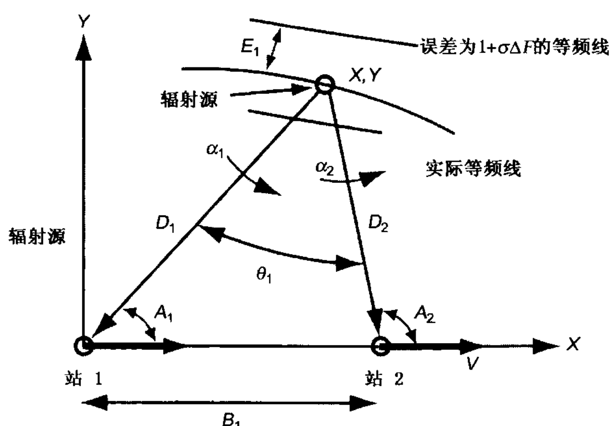


图 6.32　到达站 1 和站 2 信号的 FDOA 确定了一条通过辐射源的曲线（称作等频线）。±1σ 的 FDOA 误差将导致该等频线在角 θ_1 的等分线上移动一个距离 E_1

6.7.2.2　DOA 位置的圆概率误差

如图 6.33 所示，由于需要利用第三个测量站生成第二条等频线，并与穿过辐射源位置的第一条等频线相交来定位，因此需要计算 D_3、A_3、$\hat{\alpha}_3$、θ_2 的值：

$$D_3 = \mathrm{sqrt}[(B_1 + B_2 - X)^2 + Y^2]$$

$$A_3 = \mathrm{Arc\ cos}\ [(B_1 + B_2 - X)/D_3\ ]$$

$$\hat{\alpha}_3 = V \sin(A_3\ )/D_3$$

$$\theta_2 = A_3 - A_2$$

根据下式可以计算第二条等频线的误差：

$$E_1 = (3\times10^5 \times \Delta F)/(F \times \mathrm{sqrt}(\hat{\alpha}_3^2 - 2\hat{\alpha}_2\ \hat{\alpha}_3 - \hat{\alpha}_2^2))$$

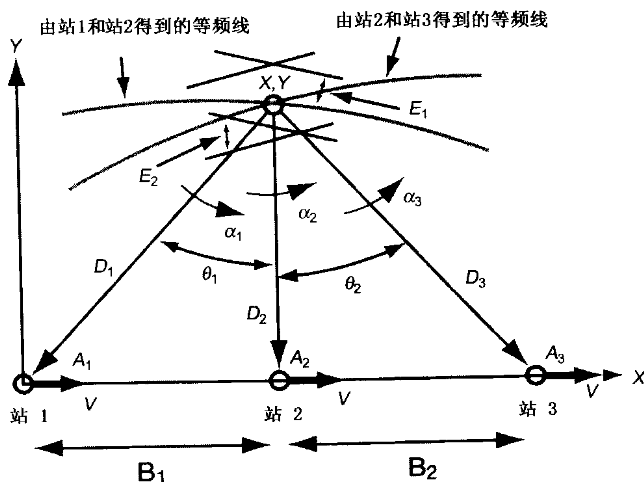


图 6.33　利用第三个站确定第二条等频线。两条等频线在辐射源位置处相交。由基线 B_2 可计算出一组±1σ 曲线偏差

图 6.34 的平行四边形示出了根据两条 FDOA 基线得出的±1σ 的误差等频线。由于误差（E_1 和 E_2）是高斯分布的，那么测量值处于±1σ 误差线内的概率为 46.5%。如果将 E_1 和 E_2 的值乘以 1.036，则最后的平行四边形将包含一半的数据点。就 AOA 和 TDOA 系统而言，用高斯分布的 FDOA 测量值进行计算机仿真将产生椭圆形的点密度散射图，如图 6.35 所示。该椭圆包含了 50%的测量结果，对于 AOA 的情况，就可以计算出椭圆概率误差（EEP）和圆概率误差（CEP）。

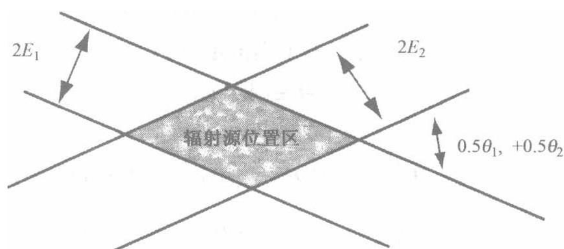


图 6.34　由两条 FODA 基线得到的±1σ 误差线相交成一个角，该角度等于从辐射源观测到的至测量站的两个半角之和，它们形成了一个平行四边形

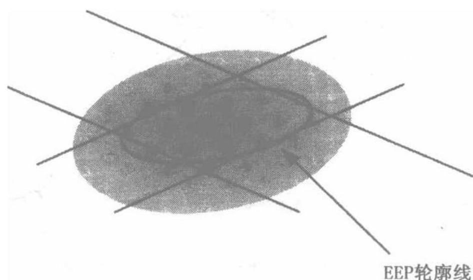


图 6.35　根据仿真的许多具有正态分布误差的FDOA测量值画出的辐射源位置形成了一个椭圆形。这个椭圆包括了 50%的测量结果，称为椭圆概率误差（EEP）

第 7 章　通信卫星链路

通信卫星是电子战的重要组成部分。系统通过卫星链路相互通话，敌方的卫星链路自然也是截获或干扰的目标。如图 7.1 所示，通信卫星通常在位于地面或接近地面的终端间传送信息。链路方程针对上行链路、下行链路和终端之间整个路径。尽管卫星链路涉及的物理规则与地对地和空对地通信相同，但通常用不同的表达式对其进行设计和描述。空间环境性质和通信卫星方式的不同导致了其中的差异。

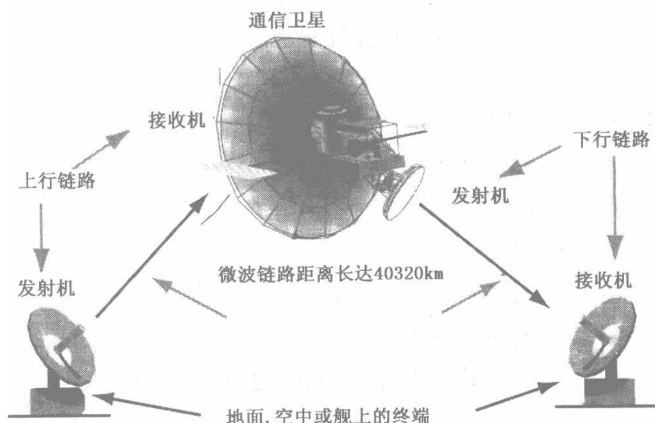


图 7.1　通信卫星通过微波链路在 40 320km 远的距离上、在地面或接近地面的点之间传送数字信息

7.1　卫星通信的特性

在常用的电子战方程（适用于大气层中）中，均假设所有的设备和传输介质都处于 290K 绝对温标中。这是因为绝对温标可以下降到绝对零度，且在链路中任一方向足以产生 1dB 变化的温度变化远远大于导致人死亡的温差。可是，太空的温度通常很低（接近绝对零度），这就需要以不同的方式来考虑接收机的灵敏度。

通信卫星链路的带宽通常很大，可以同时为多个用户（每个用户只购买了所需要的一部分带宽）提供服务，这就使得在形式上与带宽无关的链路方程非常有用。此外，通信卫星以数字形式传送信息，因而有关方程常采用数字通信项。

其他的差别就是卫星通信领域的人员采用稍微有些不同的术语。

在本章中，我们将：

- 综述有关的术语和定义
- 计算一个接收机的噪声温度
- 讨论卫星轨道
- 描述上行链路和下行链路的链路方程形式
- 讨论卫星链路对干扰的易损性
- 将通信卫星链路方程和等效的地面形式联系起来

7.2　术语和定义

表 7.1 列出了用于卫星通信链路的 dB 定义。存在这些特定 dB 单位的理由将会在讨论其应用的术语和定义中变得明晰。它们将用于通信卫星的链路方程中。

表 7.1　通信卫星的 dB 定义

单　位	定　义
K	绝对温度的缩写
dBHz	单位为 Hz 的频率或带宽的 dB 值
dBW/K	单位为 W 的功率值与单位为 K 的温度值之比的 dB 值
dBi/K	各向同性天线增益与单位为 K 的温度值之比的 dB 值
dBW/HzK	单位为 W 的功率值与单位为 Hz 的带宽值乘以单位为 K 的温度值之比的 dB 值
dBW/m2	每平方米单位为 W 的信号功率密度的 dB 值

表 7.2 定义了通信卫星链路方程常用的几种特定术语，列出了每一种术语的符号、定义和所用的 dB 形式单位。所有这些术语都是 dB 形式的（即为对数型而非线性型）。注意，当涉及绝对温度时，通常只使用符号“K”及“绝对温标”这个术语。

表 7.2　通信卫星链路方程采用的特定术语

符　号	定　义	单　位
C	接收的载波功率	dBW
k	玻耳兹曼常数	dBW/HzK
C/kT	载波与热噪声之比（k）	dBHz
C/T	载波与热噪声之比	dBW/K
E_b/N_0	每比特能量与每单位带宽的噪声之比	dB
EIRP	各向同性等效辐射功率	dBW
G/T_s	品质因数	dBi/K
PFD	功率通量密度	dBW/m^2
Q	系统品质因数	dB(W/K)
W	照射电平	dBW/m^2

C 表示抵达接收机的射频（检波前）信号功率。由于它也代表载波，所以稍微有点混淆。实际的射频信号包含一个载波（名义上

的发射频率）和几个调制边带（携带信号）。在这种情况下，载波实际上并不只指载波，而是表示包括载波和边带的整个信号。

k 代表玻耳兹曼常数（1.38×10^{-23}W · s/K）。采用小写字母 k 是为了避免和绝对温度所用的大写字母 K 混淆。由于 Hz 的实际单位为 1/s，所以玻耳兹曼常数既可用线性形式的单位 W/HzK、也可用 dB 形式的单位 dBW/HzK 来表述。dB 形式的波耳兹曼常数（更通常使用的数字）为:

$$-228.6\text{dBW/HzK}$$

C/kT 表示每 Hz 带宽所接收的载波与噪声功率之比。在电子战接收机的灵敏度计算中，通常认为 kT 即为省略了带宽的 kTB。C/kT 的线性形式单位为 W/[(W ·s/K)(K)]，简化为 1/s 或 Hz，因此，其 C/kT 的 dBHz 单位是以分贝形式表示的。

C/T 是所接收的信号功率与测量载波的环境中的热噪声温度之比。如果分母变为 kTB，该比值将变为载波与热噪声之比。

E_b/N_0 并不是通信卫星计算中所独有的，它作为信噪比的数字等效式广泛应用于全数字通信中。它常被认为是数字接收机在 1Hz 带宽内的输出信噪比与比特率之比。N_0 是每 Hz 带宽的热噪声（即 kT），E_b 是 1 比特的能量（即信号功率与比特持续时间之积）。由于分子分母的单位相同（W · s），所以其单位为 dB。

EIRP 代表各向同性等效辐射功率，即从发射机到各向同性发射天线的实际发射功率。它也是有效辐射功率（ERP）的另一种表达方式。两者均是将发射机输出功率增加了天线增益倍的信号强度值，其单位为 dBW。

G/T_s 是接收机的品质因数，是通信卫星接收机系统设计中接收机最有意义的术语。它是接收天线增益与接收系统的噪声温度之比。如果信号等于噪声，且与带宽无关，则该品质因数与必须到达卫星或地面站的信号电平直接相关。其单位是 dBi/K。

PFD 是在空间的功率通量密度。相关术语 PFD_B 是特定带宽内的功率通量密度。由于从卫星辐射到地球表面的功率通量密度是由

国际无线电咨询委员会（CCIR）根据每 4kHz 带宽的通量密度定义的，所以 PFD_B 的单位通常为每 B_{CCIR}（即每 4kHz 带宽）的 dBW/m^2。

Q 是将 EIRP 与接收机品质因数结合在一起的系统品质因素（$EIRP+G/T_s$）。在不考虑传播损耗时，它与接收信号质量有关（与带宽无关）。这是把损耗从其他链路问题中分离出来的一种便利方式。注意：单位为 dBW 和 dB/K 的数字之和的单位为 dB（W/K），因为后者的分子中的 dB 是无单位比值。

W 是到达接收天线的功率通量密度。其单位与 PFD 的单位相同（dBW/m^2）。

7.3 噪声温度

在大多数电子战应用中，发射机、接收机和所有的传播路径都处于大气层中，因此，我们假定所有的物体都处于（或接近于）290K 的绝对温度。这意味着接收机灵敏度（以 dBm 为单位）与 kTB、接收机系统噪声系数和所需的信噪比有关。用下式可以计算出 kTB：

$$kTB=-114\text{dBm}+10\lg（接收机有效带宽/1\text{MHz}）$$

正如前面所讨论的，卫星链路方程通常不这样考虑接收机的灵敏度，但是要在天线的输出中包括接收机系统的噪声温度。

7.3.1 系统噪声温度

接收机噪声温度（T_S）由下式计算：

$$T_S=T_{ANT}+T_{LINE}+(10^{L/10})\,T_{RX}$$

其中，

T_S=系统噪声温度（K）

T_{ANT}=天线噪声温度（K）

T_{LINE}=线路到接收机的噪声温度（K）

T_{RX} =接收机的噪声温度（K）

这三部分温度将在以下几节中确定。

7.3.2　天线噪声温度

天线噪声温度由天线波束内的温度决定。若天线指向太阳，则噪声温度会非常高以致在太阳离开波束前系统无法正常工作。若天线波束完全被地球或雨水占据，则天线的温度接近 290K。假如全天线波束位于地平线以上，那么天线的副瓣远小于主瓣增益；假如天空清朗，那么天线温度由图 7.2 所示的曲线图确定（该图源自 L.V.Blake 所著的 Radar Range Performance Analysis 一书，以及美国海军研究实验室早期的一些报告）。

注意：该曲线图给出的噪声温度与接收天线的仰角和接收机的调谐频率有关。在较低频率处，银河系的恒星所发出的噪声是很重要的，会增加天线的温度。银河位于我们星系的边缘，因而具有最大的噪声温度。

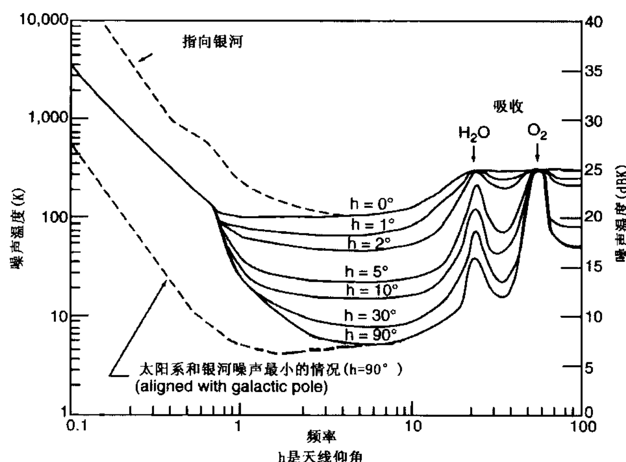


图 7.2　天线和温度与频率和天线的仰角有关

7.3.3　线路温度

天线与接收机间损耗的噪声温度会对系统的噪声温度产生影响，如下式所示：

$$T_{LINE}=[10^{(L/10)}-1]T_M$$

其中，

L=接收机前的损耗量（dB）

T_M=损耗装置的环境温度（典型值是 290K）

注意，该公式通常写成：

$$T_{LINE}=[T_{ANT}+（L-1）T_M]/L$$

其中，L 是（相对于 dB）线性形式的衰减。

注意，天线温度可以比衰减器的外部温度低很多。

7.3.4　接收机噪声温度

接收机系统噪声系数可根据下式由其噪声系数算出：

$$T_{RX}= T_R\,[10^{(NF/10)}-1]$$

其中，

T_{RX}=接收机的噪声温度（K）

T_R=基准温度（典型值：290K）

NF=接收机噪声系数（dB）

如果基准温度为 290K，则噪声温度可利用表 7.3 由噪声系数得出。

在具有多个增益单元的接收机中，接收机的噪声温度主要是由第一单元的噪声温度决定的。每个下级的噪声温度降低了一个值，即上一级的增益倍。在图 7.3 所示的三级接收机中，接收机噪声温度可用下式求得：

$$T_{RX}=T_1+(T_2/G_1)+T_3/G_1G_2$$

其中，

T_1＝第一级的噪声温度

G_1＝第一级的增益（单位不为 dB）

以此类推。

对每一级而言，噪声温度是由上述 T_{RX} 公式决定的。

表 7.3　噪声系数与噪声温度

噪声系数（dB）	噪声温度（K）
0	0
0.5	35
1	75
1.5	120
2	170
2.5	226
3	289
3.5	359
4	438
4.5	527
5	627
5.5	739
6	865
6.5	1 005
7	1 163
7.5	1 341
8	1 540
8.5	1 763
9	2 014
9.5	2 295
10	2 610
11	3 361
12	4 306
13	5 496
14	6 994
15	8 881
16	11 255
17	14 244
18	18 088
19	22 746
20	28 710
21	36 219
22	45 672

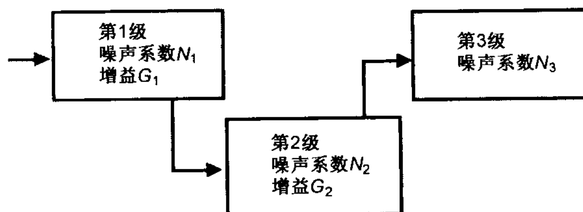


图 7.3　该三级接收机的噪声温度主要由第一级的噪声温度决定

7.3.5　一个噪声温度的例子

考虑图 7.4 所示的地面站接收系统。由于它处于大气层中，所以基准温度将为 290K。接收机工作在 5GHz，其天线仰角为 5°，所以可以从图 7.2 确定天线温度为 30K。在接收机前有 10dB 的损耗，因而线路温度为 0.9×290K，即 261K。第一级接收机的噪声温度为 438K，第二级接收机的噪声温度为 261K，接收机总的噪声温度为 699K。

系统的噪声温度为 30K+261K+699K=990K。

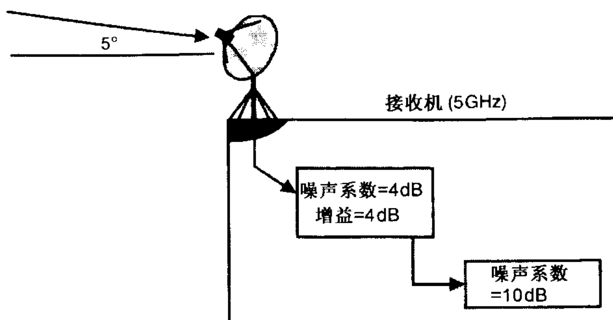


图 7.4　这个例子中接收机系统具有一个仰角为 5° 的天线，天线和接收机之间的损耗为 10dB，两级接收机调谐到 5GHz

7.4 链 路 损 耗

卫星通信链路所涉及的距离相当远，因而链路损耗也非常大。由于大部分链路路径位于地球大气层外，所以在计算某些损耗时考虑的因素也有所不同。在此我们将讨论发散损耗、大气损耗和雨雾损耗。在大多数情况下，这些损耗之和（dB）被认为是总的链路损耗。天线未对准时的损耗将单独处理。每种损耗都适用于卫星和地面站间的链路，以及星载接收机载荷所截获的地面发射机的损耗。

7.4.1 发散损耗

我们将根据两个各向同性（即 0dB 增益）天线间的转移函数来计算发散损耗。它与视距链路所用的方程相同：

$$L_S=32+20\log F+20\log d$$

其中，

L_S=两个各向同性天线间的发散损耗（dB）

F=发射频率（MHz）

d=发射天线与接收天线间的距离（km）

7.4.2 大气损耗

由于卫星通信链路通过整个大气层，因此与地面链路不一样，我们不考虑每千米的链路损耗。穿过整个大气层的损耗与频率和仰角有关，如图 7.5 所示（该图源自 L.V.Blake 所著的 Radar Range Performance Analysis 一书，以及美国海军研究实验室早期的一些报告）。较低的仰角大气损耗更大，因为其路径更多地处于大气层中。该图中的曲线包括水气损耗和氧损耗。水气损耗在频率为 22GHz 时最大，氧损耗在频率为 60GHz 时最大。在 60GHz 频率附近的损

耗极大，这使得该频率成为卫星间通信的最佳频率，因为在此频率处不会受到地基信号的干扰。

例如，在 10GHz 频率处，仰角为 0° 时的大气损耗为 3dB，仰角为 5° 时的大气损耗为 0.5dB。

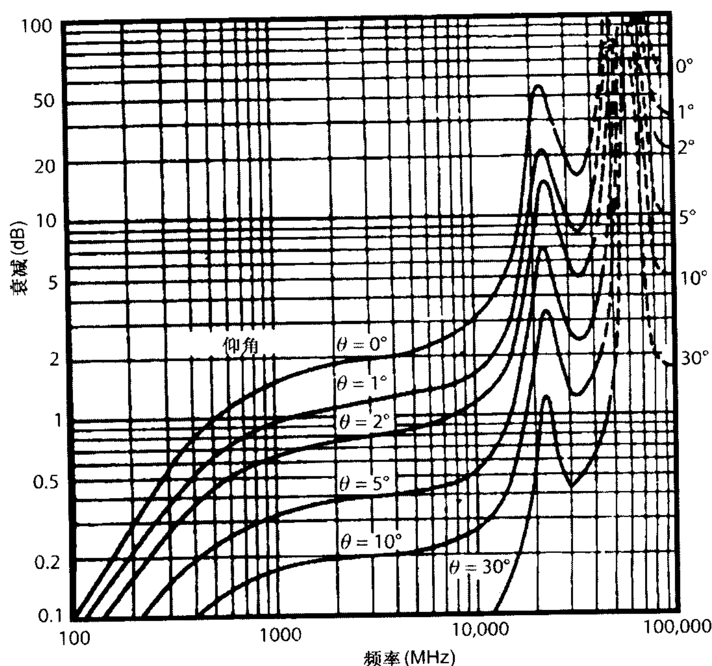


图 7.5　在整个大气层中的大气衰减一般是通过地面站的频率和仰角确定的

7.4.3　雨雾衰减

雨雾衰减比以上讨论的两种损耗更复杂，它与雨雾的密度、频率和受雨雾侵袭的路径距离有关。路径长度的几何关系如图 7.6 所示。地面站的发射信号穿过雨雾到达 0℃等温线（在此高度，水开始结冰）。在此高度以上，降落的不是水而是冰，因此衰减小得多。

雨/雾路径长度由下式给出：

$$d_R=H_{0\deg}/\sin El$$

其中，

d_R=穿过雨或雾的路径长度

$H_{0\deg}$=0° 等温线的高度

El=仰角

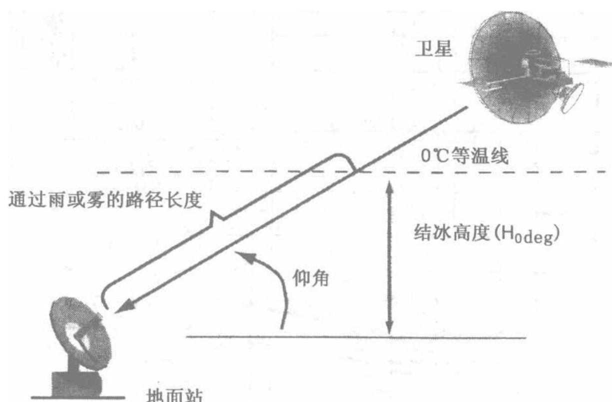


图 7.6　卫星链路从地面到 0° 等温线容易受到雨或雾的衰减

图 7.7 是结冰高度（0° 等温线）与纬度的关系图。百分比概率表示在一年时间内结冰高度发生在指定高度或超过指定高度的次数。

一旦确定了穿过雨/雾的路径长度，就可以根据图 7.8 确定雨雾的衰减量。该图源自多个参考文献（包括 L.N. Ridenour 所著的《雷达系统工程》一书）。这个图并不是十分精确，因为在不同的文献中相同的图表在某些方面相差几分贝。首先从表 7.4 选择正确的雨曲线或从表 7.5 选择正确的雾曲线。然后，用该曲线确定工作频率处每千米的衰减量（dB）。最后，以路径长度乘以每千米的衰减量。如果穿过雾的路径很长，那么雾引起的衰减就可以通过从表 7.5 中选择正确的曲线并为穿过雾的路径应用适当的损耗来确定。

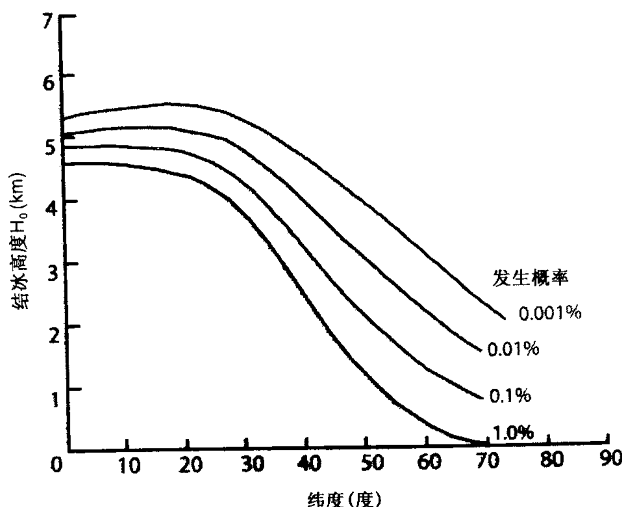


图 7.7　水可能结冰的高度与纬度相关

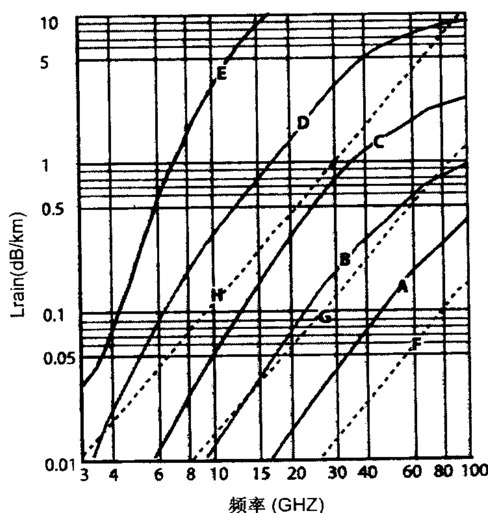


图 7.8　雨或雾的衰减与雨或雾的密度和发射频率相关。每条曲线都对应表 7.4 的一个雨密度或表 7.5 的一个雾密度

表 7.4　图 7.8 中曲线的雨密度

A	0.25mm/h	细雨
B	1mm/h	小雨
C	4mm/h	中雨
D	16mm/h	大雨
E	100mm/h	暴雨

表 7.5　图 7.8 中曲线的雾密度

F	$0.032gm/m^3$	能见度大于 600m
G	$0.32gm/m^3$	能见度约为 120m
H	$2.3gm/m^3$	能见度约为 30m

例如，如果纬度为 40°，考虑的概率为 0.1%，则结冰高度假定为 3km。如果仰角为 30°，则穿过雨或雾的路径长度为 6km（3km/sin30°）。如果链路工作在 10GHz，且处于大雨中，则衰减为 2dB（使用曲线 D，衰减为 0.33dB/km×6km）。

7.4.4　法拉第旋转

法拉第旋转是由于地球磁场引起的，导致穿过电离层的信号在极化上发生旋转。这个效应与 1/频率 ^{2} 成正比，所以频率越低，所导致的极化损耗就越大。法拉第效应所造成的非常大的损耗可能会发生在 VHF 和 UHF，频率超过大约 10GHz 后损耗通常就很小了。

由接收信号的线性极化与接收天线的线性极化失配所造成的损耗（dB）可由下式获得：

$$L=-10\log\{[\mathrm{Cos}(\theta)]^2\}$$

其中，

L＝损耗（dB）

θ＝极化失配（度）

表 7.6 列出了损耗与极化失配的大致关系。法拉第旋转是随着一天内时间，以及其他难以预测的因素而变化的。但是，当使用匹

配的圆极化发射和接收天线时，极化损耗就不适用了。

表 7.6

Polarization Mismatch Versus Polarization Loss

Loss in decibels	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
Polarization mismatch (degrees)	0	27	37	45	51	56	60	63	67	69	72	84

7.5　典型链路中的链路损耗

考虑两种典型的卫星通信系统，一种采用同步卫星，另一种采用低轨卫星。这两种系统的结构将是后面计算链路吞吐量的基础。

7.5.1　地球同步卫星

轨道的平均半径（地球中心位于其一个焦点的椭圆的半长轴）与轨道周期是有关系的。如果轨道是圆的（即椭圆的偏心距为零），位于地球赤道面内，高度为 36 000km，那么卫星将每隔 23 小时 56 分 4.1 秒绕地球一圈。这就使卫星能够保持在地球表面上空某一点，从而成为与地球“同步”的卫星（地球需要在 24 小时内转动 360° 多一点于每天中午面对太阳）。地球同步卫星的最大优势是，不需要重复调整地球表面上的定向天线就能使其始终对准卫星。

如图 7.9 所示，如果卫星在本地地平线上空 5° 处，则从地面站到同步卫星的距离为 41 348km。这是利用正弦定律对地面站、卫星和地球中心所形成的三角形的边和角进行计算得出的。

7.5.1.1　地球覆盖天线

在同步卫星上采用图 7.10 所示的地球覆盖天线通常较为方便。这就使信号能够在卫星与其可观察到的地球上的地面站间传输。从由地球中心、地球表面的 0° 仰角点和卫星所形成的三角形很容易

证明来自地球同步轨道的波束宽度为 17.3°。如果这是 3dB 波束宽度，且天线的效率为 55%，那么地球覆盖天线的增益将为 19.9dB。

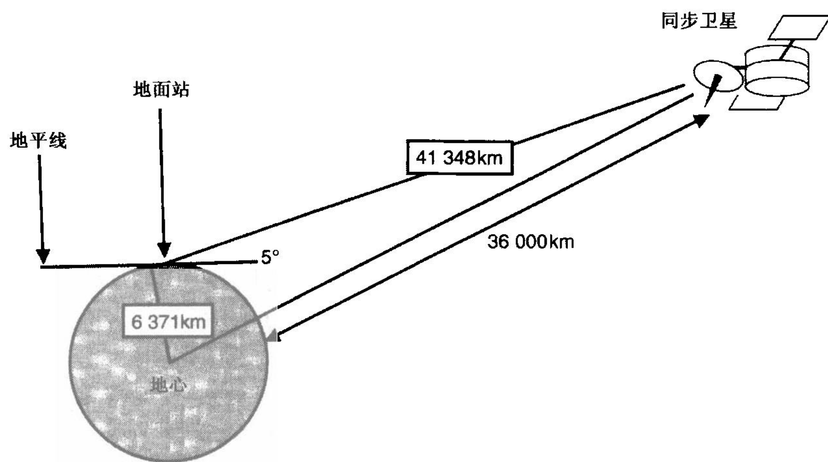


图 7.9　位于地面站上空 5° 处的地球同步卫星距地面站的距离为 41 348km

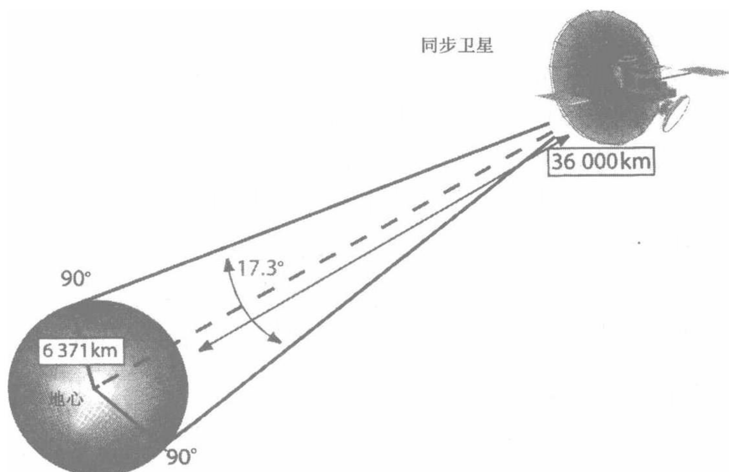


图 7.10　地球同步卫星的地球覆盖天线的波束宽带为 17.3°

7.5.1.2　到同步卫星的链路损耗

到卫星的链路损耗包括发散损耗、大气损耗、雨损耗和一些混杂损耗（将在后面章节中讨论）。发散损耗由下式得出：

$$L_S=32+20\log(d)+20\log(f)$$

其中，

L_S =发散损耗（dB）

d=链路距离（km）

f=频率（MHz）

对仰角为 5° 的地球同步卫星来说，距离为 41 348km，因此在 15GHz 频率处，发散损耗为 210.2dB。

大气损耗和雨损耗由 7.3.2 节和 7.3.3 节中介绍的方法确定。仰角为 5° 时，通过整个大气层的大气损耗在 15GHz 频率处为 1dB，如图 7.5 所示。如果卫星链路设计工作在中雨中，地面站位于 50° 纬线处，可靠性为 0.01%，则雨衰减可以通过表 7.7 和表 7.8 确定。0° 等温线（可靠性为 0.01%）距 50° 纬度线的高度在图 7.7 中为 3km。如图 7.11 所示，至 5° 仰角处 3km 高度的斜距为 34.4km。从图 7.8 中可以看到中雨在 15GHz 频率处产生 0.15dB 的衰减，因此 5° 仰角链路的雨衰减将为 5.2dB。

总的链路传播损耗为 216.4dB。

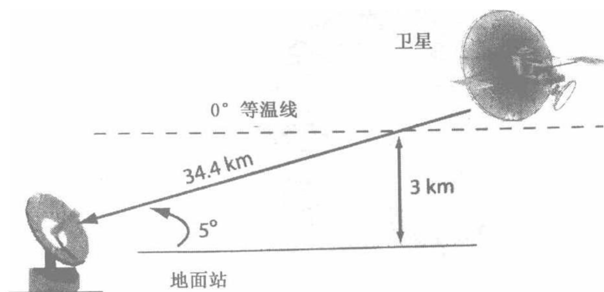


图 7.11　对于 5° 卫星仰角和 3km 0° 等温线而言，链路在雨中被衰减的距离约为 34.4km

7.5.2　低地球轨道卫星链路

低地球轨道卫星的优势是，它到地面站的传播路径很短。但是，在任意给定时间内，它们只能被很小范围的地球表面看到，需要采用定向天线的地面站必须连续改变天线指向才能始终锁定卫星。为了提供大范围的地面覆盖（非连续），低轨卫星的轨道通常相对于地球赤道是倾斜的。倾斜 90° 即生成通过两极的极轨道，因而可覆盖整个地球（以几个轨道）。由于地球在低轨卫星的轨道下方旋转，因此每个轨道的地球轨迹是前一个轨道西移 360°（纬度）乘以卫星轨道周期除以 23 小时 56 分 4.1 秒。

如图 7.12 所示，到 1698km 高度（即轨道周期 2 小时）的 5° 仰角卫星的距离为 4424km。这就导致了 190.8dB 的空间损耗。因为大气和雨损耗只出现在大气层中，对 5° 仰角而言，在不考虑卫星距离时它们是相同的。因此，在地球同步轨道卫星中求得的 1dB 和 5.2dB 也将适用于低轨卫星。

总的传播损耗为 197dB。

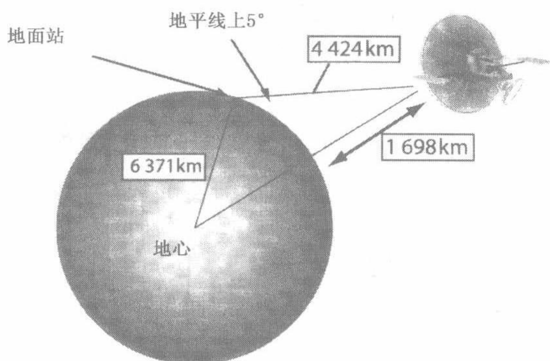


图 7.12　轨道周期为 2 小时，位于地面站地平线上空 5° 的卫星距离地面站 4424km

7.6　链路性能计算

本节讨论上行链路、下行链路和两个地面站之间通信吞吐量的链路计算。将以两个实例来说明，一是通过同步卫星进行通信；二是通过环地轨道为 2 小时的卫星进行通信。链路距离和链路损耗的计算已在 7.5 节进行过讨论。

7.6.1　同步卫星链路

如图 7.13 所示，卫星至每个地面站的距离是 41 348km，地面发射站与接收站到卫星的仰角均为 5°。进入上行链路发射天线的功率为 500W（+27dBW），天线增益为 31dB。

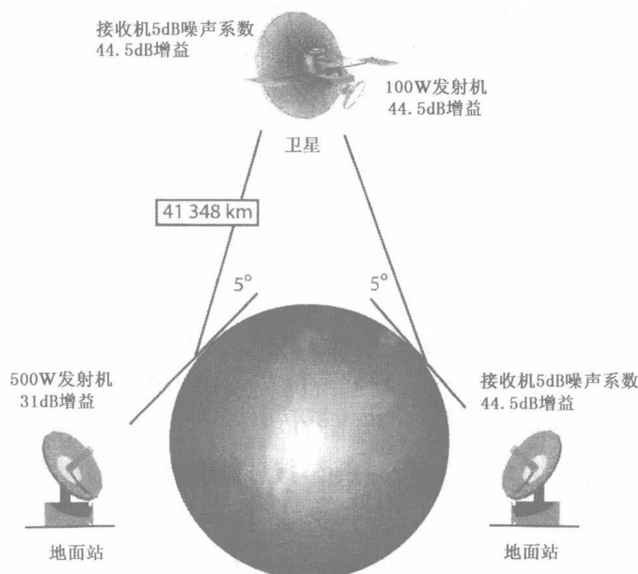


图 7.13　位于发射站和接收站之上 5° 处的同步卫星提供点对点的通信

卫星上行链路接收天线和下行链路发射天线的增益为 44.5dB。包括天线的所有线路损耗，卫星接收系统的噪声系数为 5dB。

卫星下行链路发射功率为 100W（+20dBW）。我们将假设上行链路和下行链路的工作频率均为 15GHz。地面接收站的天线增益为 44.5dB，接收机噪声系数为 5dB。

正如 7.5.1 节所计算的，每个链路的损耗为 216.4dB，其中发散损耗为 210.2dB，大气损耗为 1dB，雨损耗为 5.2dB。

7.6.1.1　上行链路性能

从表 7.3 可知，卫星上行接收机的噪声温度是 627K。由于上行接收天线的主波束完全对准地球，所以天线的噪声温度为 290K。这意味着上行链路接收系统的噪声温度是天线噪声温度与接收机噪声温度之和，即为 917K。

首先求出上行链路接收系统的品质因数（G/T_S）。上行链路接收天线的增益（44.5dB）的线性形式为 28 184。将该值除以 917K 所得出的 G/T_S 值为 30.7。将其变换为 dB 形式则为 14.9dBi/K。

$$\text{EIRP} = P_T + G_T = +27\text{dBW} + 31\text{dB} = +58\text{dBW}$$

上行链路的载波-热噪声系数比由下式确定：

$$\begin{aligned} C/T &= \text{EIRP} - L + G/T \\ &= +58\text{dBW} - 216.4\text{dB} + 30.7\text{dBi/K} = -127.7\text{dBW/K} \end{aligned}$$

7.6.1.2　下行链路性能

现在，求出下行链路的 C/T 值。由图 7.2 可知，仰角为 5°，频率为 15GHz 时，下行链路接收系统的天线噪声温度为 13K，接收机的噪声温度（包括线路效应）为 627K。这意味着下行链路接收系统的噪声温度等于天线的噪声温度与接收机的噪声温度之和，即为 640K。

那么下行链路接收机的品质因数就为：

$$G/T_S = 28\,184/640 = 44$$

将此值转换为 dB 形式则为 16.4dBi/K。

下行链路的 EIRP 为：

$$\mathrm{EIRP} = P_T + G_T = +20\mathrm{dBW} + 44.5\mathrm{dB} = 64.5\mathrm{dBW}$$

下行链路损耗与上行链路损耗相同，即为 216.4dB。

下行链路的载波-热噪声系数比为：

$$C/T=\mathrm{EIRP}-L+G/T_S=+64.5\mathrm{dBW}-216.4\mathrm{dB}+16.4\mathrm{dBi/K}=-135.5\mathrm{dBW/K}$$

7.6.1.3　综合上下行链路的性能

往返传输线路的载波-热噪声系数比由下式求得：

1/(组合 C/T) = 1/(上行链路 C/T) + 1/(下行链路 C/T)

这需要将 C/T 因子转换成线性形式。那么上行链路的 C/T 为 1.6982×10^{-13}，下行链路的 C/T 为 2.8184×10^{-14}。

所以组合的 C/T 为 1/（$5.8886\times10^{13}+3.5481\times10^{13}$），即 1.0597×10^{-15} 或−149.8dBi/K。

为了使此值有意义，需要确定它所提供的输出信噪比。

首先，为了求出带有 k 的载波-热噪声系数比，需要考虑带宽为 1Hz 时的 kTB 值，该值为−228.6dBW/HzK，因此：

C/kT = C/T−1Hz 带宽的 kTB =−149.8 + 228.6 = +78.8 dBK

其次，设定带宽，如采用 1MHz 的带宽。

$$C/N = C/kT - 10 \operatorname{Log} B$$

其中，B 为带宽，单位为 Hz。

$$C/N = 78.8\ \mathrm{dBK} - 10 \operatorname{Log} (10\,000\,00) = 78.8-60 = 18.8\ \mathrm{dB}$$

7.6.2　低轨链路

此例采用低轨道卫星，如图 7.14 所示。卫星高度为 1 698km。上行链路和下行链路的工作频率为 15GHz，发射站和接收站均可看到仰角为 5° 的卫星。与卫星地面站天线一样，卫星的上行链路天线和下行链路天线的增益均为 30.5dB。上行链路发射机与下行链路发射机的输出功率各为 10W（+10dBW）。接收机的噪声系数各为

5dB（包括到天线的线路损耗）。正如 7.5.2 节中所讨论的那样，上行链路损耗和下行链路损耗分别为 197dB。

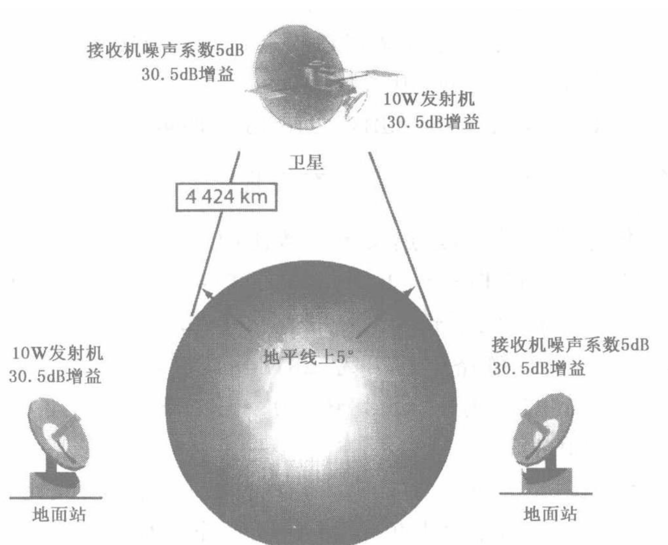


图 7.14　轨道周期为 2 小时、位于发射站和接收站地平线上 5° 处的卫星到每个地面站的距离为 4424km

7.6.2.1　上行链路

首先，计算上行链路接收系统的品质因数（G/T_S）。因为对同步卫星来说，天线的噪声温度与接收的噪声温度是一样的，所以接收系统的噪声温度为 917K。线性形式的上行链路接收天线增益（30.5dB）为 1122。为求得 G/T_S 值，将该增益除以 917K 得到 1224。将此转换为 dB 形式即得 0.9dBi/K。

$$\text{EIRP} = P_T + G_T = +10\text{dBW} + 30.5\text{dB} = +40.5\text{dBW}$$

上行链路的载波-热噪声系数比为：

$$C/T = \text{EIRP} - L + G/T_S = +40.5\text{dBW} - 197\text{dB} + 0.9\text{dBi/K} = -155.6\text{dBW/K}$$

7.6.2.2　下行链路

下行链路接收系统的噪声温度为 640K，天线增益为 30.5dB，与同步卫星的情况一样，接收机的品质因素也是 0.9dB。

正与上行链路一样，EIRP 为+40.5dBW。

$$C/T = EIRP - L + G/T_S = +40.5-197 + 0.9= -155.6dB$$

7.6.2.3　综合上下行链路性能

组合 C/T-152.6dB（转换成线性形式的上行链路和下行链路 C/T 的倒数之和的倒数）。

C/kT = C/T –带宽为 1Hz 时的 kTB = −152.6 + 228.6 = +76dBK

$$C/N = C/kT - 10 \text{ Log } B$$

在 100kHz 带宽中，该值为 16dB。

7.7　相关的通信卫星和电子战公式

图 7.15 显示了一个具有地面和通信卫星链路值的链路。它们具有很强的相似性，但在用于通信卫星的计算上步骤要更多。

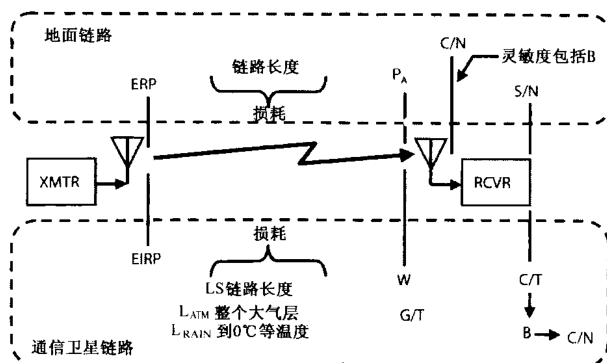


图 7.15　在通信卫星和电子战链路公式中所使用的术语和定义具有很强的相似性

我们在大多数电子战应用上所使用的地面链路的定义都假设所有组成部分，以及落在天线波束内的覆盖区域都是 290K。

在地面链路中，我们说离开发射天线的有效辐射功率是发射机功率和天线增益的乘积（或以 dB 形式表示的和）。在这个概念上还是可能产生混淆的，因为通常未讲明的假设是天线方向图的最大增益是对准接收机的。通信卫星链路使用 EIPR，它确定了功率将输入到一个各向同性（增益均等）的天线上，使有效辐射功率处于波束的最大值处。天线指向误差是另行处理的。

链路损耗只有在它们所经过的路程上是不同的。对于地面链路，在整个链路路径上每千米大气损耗通常被认为是恒定的，而对于通信卫星链路，其路径将穿过整个大气层，所以对于任意给定频率和仰角，损耗都是一个固定量。

地面链路的降雨损耗取决于降雨的密度和链路路径上降雨密度分布的模型，而卫星通信链路只受链路路径上从 0℃等温线到地面站之间降雨的影响。两种情况下的发散损耗都使用视线传播模型。不过，对低于微波频率的地面链路而言，可以应用不同的传播损耗。

对地面链路，确定到达接收机位置的功率有时也是有用的。这是通过接收到的场强（单位是μV/m）或者 dBm（使用了在该点的一个理想的各向同性天线所产生的功率的方法）确定的。对通信卫星链路而言，我们用 dBW/m^2 来定义照射电平“W”。

从这点开始，所使用的术语就开始不同了。我们在地面链路中将接收到的功率定义为离开天线并输入到接收系统的功率，将灵敏度定义为在有效接收机带宽中的 kTB、接收机噪声系数和所需的检波前 SNR（通常也称作 C/N，但也可以叫做 FRSNR）。接收机的解调输出的质量是通过 SNR（通常以 dB 为单位）来描述的。

对于通信卫星链路，我们将接收机品质因素应用到照射电平上。这个品质因素是天线增益除以接收系统的噪声温度。这可以让我们计算载波与噪声温度之比，该比与接收机带宽无关。然后，应用带宽来获得载波噪声比（C/N）。

7.8　对卫星链路的干扰

在电子战中，我们既要考虑己方卫星通信链路对干扰的易损性，同时也要考虑对敌方卫星通信链路的干扰。为方便起见，在这里我们从干扰机的角度考虑问题。

同其他类型的干扰一样，需要干扰的是接收机而非发射机。之所以会产生这种误解，是因为对雷达而言，其发射机和接收机是处于同一位置的。卫星通信则是另一个极端，因为接收机和发射机彼此相隔很远。由于大多数卫星链路都是双向的，发射机的位置能够告诉我们（不辐射信号的）接收机的位置。这是很重要的信息，因为所涉及距离的缘故，在大多数情况下需要采用定向干扰天线。

注意，通信卫星信号几乎总是使用数字调制的，所以第 5 章中对数字信号的干扰讨论在这里也是适用的。

7.8.1　下行链路干扰

图 7.16 显示了对卫星通信干扰位置的考虑。首先，干扰下行链路（从卫星到地面站）。地面站天线在大多数情况下都是一个波束相当窄的定向天线。这样，我们必须非常靠近地面站，或是具有足够大的干扰功率，通过可能非常窄的副瓣取得足够大的 J/S。接收机处的干扰功率必须能引起足够的字节错误。如果干扰机远离地面站，那么就需要很强的干扰功率。下行链路也可能具有一些程度的扩谱调制，用于抗干扰，也可能具有纠错编码。这些特征都提高了需要产生足够字节误差密度从而进行有效干扰的干扰功率的值。补偿因素就是来自卫星的信号，由于发散损耗的缘故可能电平很低。

对卫星蜂窝电话的干扰和对 GPS 的干扰是两个重要的例子，需要进行不同的考虑。

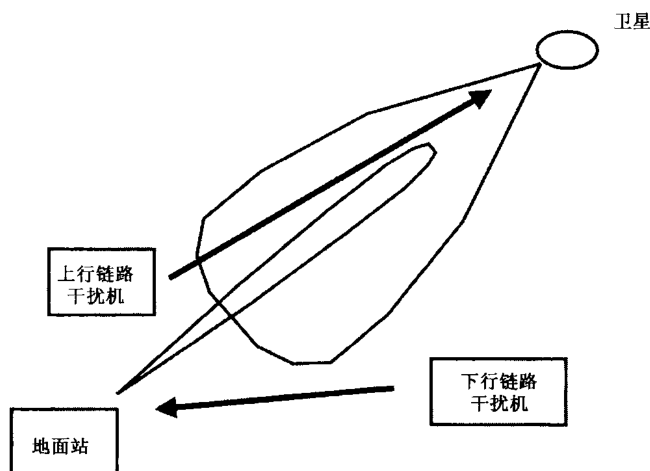


图 7.16　通信卫星对干扰的易损性与干扰的位置是密切相关的

从逻辑上讲，卫星蜂窝电话预计会有全向的天线方向图。窄波束天线是难以移动的，必须对准卫星。由于来自同步卫星的发散损耗，蜂窝电话会与低轨道卫星一起工作，从而使卫星跟踪变得不现实。这意味着干扰机预计可能遇到同朝向卫星一样的接收天线增益。但是干扰机也能够采用一个定向天线来优化其朝向接收机位置的功率。这样，扩谱和纠错码的抗干扰（A/J）防护就是卫星蜂窝电话唯一可行的电子防护措施。

GPS 并不是一个卫星通信项目，但它是一个值得讨论的非常重要的电子战领域。所接收到的 GPS 信号非常弱，大约在-150dBm 的量级，所以如果干扰机能够位于其视距范围内，那么要产生足够强的干扰信号是非常容易的。GPS 信号有两种级别的频率扩展，公众可以使用的 CA 码和获取受到严格限制的 P 码。CA 码信号对使用公开码有大约 40dB 的抗干扰防护，仍可以用相对较弱的信号进行干扰。通常讲，可以用很小的功率干扰 CA 码，但这也只是用于干扰机具有很好的视线情况下。

P 码信号具有额外的频率扩展，使用了保密编码，所以具有额外的 40dB 的抗干扰防护。这样，干扰信号必须具有足够强的功率来克服 80dB 的 A/J 防护并产出足够的 J/S。

7.8.2 上行链路干扰

对卫星通信上行链路进行干扰从地理位置上讲要比干扰下行链路容易，因为卫星上的接收天线是指向地球的。对于一个具有地球覆盖天线的同步卫星而言，干扰机位于地球 45%的表面上的任何位置都能够对主瓣进行干扰。即使是来自同步卫星或低轨道卫星的窄波束天线也要覆盖大量区域，所以只有扩谱和纠错码是可靠的电子防护措施。如果下行链路使用了一个窄波束天线，而干扰机不能位于该天线地面覆盖范围内，除了上行链路的 A/J 特征之外，干扰机还必须克服天线的副瓣隔离。

在所有情况下，由于到卫星的距离很远，要干扰一个卫星的上行链路需要克服大量的发散损耗。这通过上行发射机在同样远的距离上传播得以均衡。干扰机的有效辐射功率因此必须要比上行链路发射机的功率强，其数值是由所需的 J/S、A/J 防护因素及天线隔离（如果采用了的话）确定的。

附录A 问题与解答

本部分附录了EW101和EW102两本书的问题和解答。利用相关的公式，对每个问题都做到1dB的分辨率。文中在适合使用列线图解或图表的地方，都使用了这些方法来解决问题。

当天线增益给定时，如果没有特别指出，那么所指的就是在接收机方向上（对发射天线），以及在发射机方向上（对接收天线）以dBi为单位的增益。

在所有问题和解答中，“log”都意味着“$\log_{10}$”。

记住，分贝形式的公式需要所有的输入项都采用正确的单位。这些单位在相关的章节中都做了描述。

第一部分 EW101中的问题

所有的问题都来自于EW101，其中的章节号也都是EW101中的章节号，从那里可以找到相关的公式和解释。

问题101-1: 将4W转换为dBm。

★2.1.2节

$$4W/1mW=4000$$

$$10\log_{10}(4000)=36dBm$$

问题101-2: 将70dBW转换为dBm。

★2.1.2节

$$1W = 1000mW$$

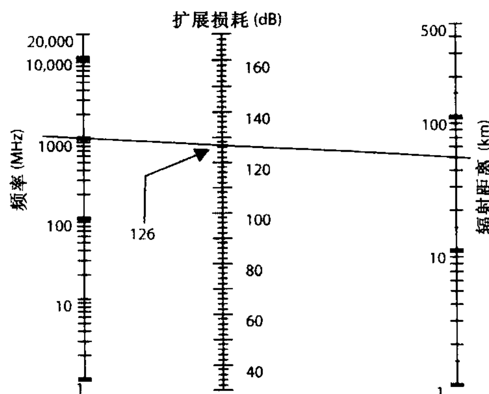
$$10\log(1000)=30dB$$

70dBW+30dB=100dBm

问题 101-3: 计算 1GHz 信号在 50km 处的视线扩散损耗。

★2.2.2 节

$$L_S=32+20\log(d)+20\log(F)$$
$$=32+20\log(50)+20\log(1000)$$
$$=32+34+60$$
$$=-126\text{dB}$$



另外，也可以使用图 2.2 中的列线图解。

从频率（MHz）画一条线到距离（km）。该线穿过中心刻度（以 dB 为单位的扩展损耗）为 126dB。

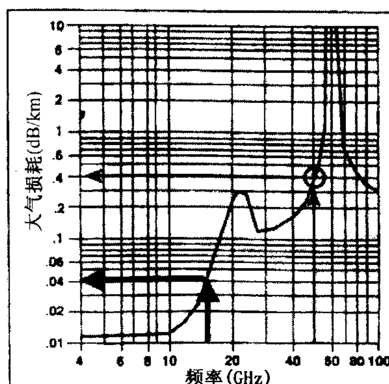
问题 101-4: 找出 10GHz 信号在 20km 处的大气损耗。

★2.2.2 节

对于这个问题，我们需要使用图 2.3。

从图中横坐标的频率 15GHz 处开始。注意，这是一个对数刻度，所以 15 大约在 10 和 20 的 0.7 处。向上与曲线相交，然后向左到纵坐标，得到每千米距离的大气衰减为 0.04dB。

由于距离是 20km，所以大气衰减就是 0.04×20=0.8dB。



问题 101-5：计算针对 2GHz、10W 的发射机所接收到的信号强度，该发射机朝向接收机，天线增益为 10dB，距离接收机 27km。接收天线增益（朝向发射机）为 20dB。

★2.2.1 节

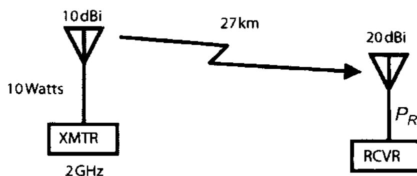
$$10\text{W}=10\ 000\text{mW}$$

$$10\log（10\ 000\text{mW}）=+40\text{dBm}$$

$$P_R=\text{PT}+\text{GT}-32-20\log(d)-20\log(F)+G_R$$

$$=+40+10-32-20\log(27)-20\log(10\ 000)+20$$

$$=40+10-32-29-80+20=-71\text{dBm}$$



问题 101-6：确定一个灵敏度为−80dBm，天线增益为−10dBi（天线对着发射机）的接收机能在多远的距离接收到一个 5GHz 的信号，发射机功率为 100kW，朝向接收机的天线增益为 10dB。

★2.2.4 节

$$100\text{kW}=100\,000\,000\text{mW}$$

$$10\log(100\,000\,000\text{mW})=+80\text{dBm}$$

设定 $P_R=\text{Sens}=P_T+G_T-32-20\log(d)-20\log(F)+G_R$

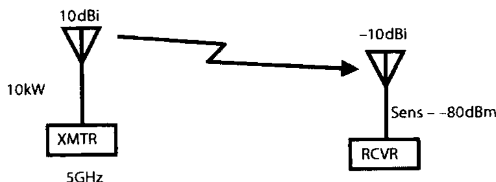
则 $20\log(d)=P_T+G_T-32-20\log(F)+G_R-\text{Sens}$

$$=+80+10-32-20\log(5\,000)+(-10)-(-80)$$

$$=+80+10-32-74-10+80$$

$$=54$$

$$d=\text{antilog}(54/20)=\text{antilog}(2.7)=501\text{km}$$



问题 101-7：确定一个 100MHz、1μV/m 的接收机的灵敏度。

★2.3.2 节

$$P=-77+20\log(E)-20\log(F)$$

$$=-77+20\log(1)-20\log(100)$$

$$=-77+0-40$$

$$=-117\text{dBm}$$

问题 101-8：在 50MHz 时，接收机灵敏度为−100dBm，求出其以μV/m 为单位的灵敏度。

$$E=\text{antilog}\{[P+77+20\log(F)]/20\}$$

$$=\text{antilog}\{[-100+77+34]/20\}$$

$$=\text{antilog}\{0.55\}=3.5\mu\text{V/m}$$

问题 101-9：如果发射机功率为 10kW，天线增益为 30dBi，频率为 10GHz，目标距离 25km 远，目标的 RCS 为 20m^2，那么雷达接收机中接收到的功率是多少？

★ 2.3.3 节

$P_R=P_T+2G-103-40\log(D)-20\log(F)+10\log(\mathrm{RCS})$

$P_T=10\mathrm{kW}$

$10\log(100\ 000\ 000)=+70\mathrm{dBm}$

$40\log(D)=40\log(25)=56$

$20\log(F)=20\log(10\ 000)=80$

$10\log(\mathrm{RCS})=10\log(20)=13$

$P_R=70+60-103-56-80+13=-96\mathrm{dBm}$

问题 101-10：如果发射机距离地面 2m，接收机位于地面 1000m 上，对于 100MHz 的信号，其菲涅耳区的距离是多少？

★ 2.3.5 节

$$\begin{aligned}\mathrm{FZ}&=(h_T\times h_R\times f)/24\ 000\\&=2\times1000\times100/24\ 000\\&=8.3\mathrm{km}\end{aligned}$$

FZ 的另一个公式为：

$$\mathrm{FZ}=4\pi\times h_T\times h_R/\lambda$$

一个 100MHz 信号的波长是 $3\times10^8\mathrm{m/s}/10^8\mathrm{Hz}=3\mathrm{m}$。

$$4\pi\times2\times1000/3=8377\mathrm{m}$$

这种计算更加精确，因为 24 000 是为了简便而经过了四舍五入处理了的。

问题 101-11：求出从一个 2m 高发射天线到 1000m 高接收天线的 100MHz 信号的扩展损耗，采用双线模式。

★ 2.3.5 节

注意，由于菲涅耳区距离是小于发射距离的（正如在问题 101-10 中计算得出的），所以采用双线模式是合适的。

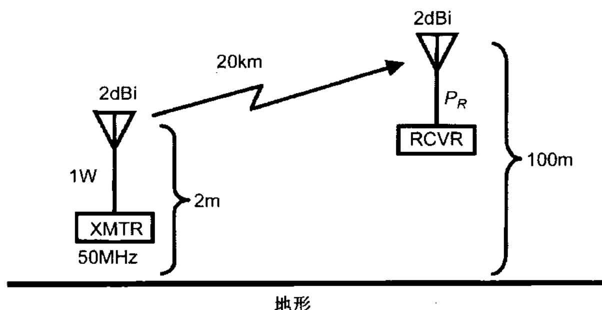
$$\begin{aligned}L_S&=120+40\log(d)-20\log(h_T)-20\log(h_R)\\&=120+40\log(25)-20\log(2)-20\log(1000)\\&=120+56-6-60\\&=110\mathrm{dB}\end{aligned}$$

问题 101-12：接收机天线增益为 2dB，天线高度为 100m，距离一个 1W、50MHz 的发射机 20km，发射机天线增益 2dB，天线高度 2m，求出接收机接收到的功率。

★ 2.3.5 节

$$FZ=2\times100\times50/24\ 000$$
$$=0.417\text{km}$$

由于链路比菲涅耳区距离更长，所以应该使用双线模式。



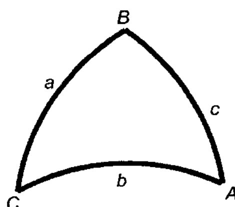
$$P_R=P_T+G_T-[120+40\log(d)-20\log(h_T)-20\log(h_R)]+G_R$$
$$=+30\text{dBm}+2\text{dB}-120-40\log(20)+20\log(2)+20\log(100)+2\text{dB}$$
$$=30+2-120-52+6+40+2$$
$$=-92\text{dBm}$$

问题 101-13：在球面三角形中（其中大写字母表示角度，而小写字母是与相应大写字母相对的边），如果 a 是 35°，A 是 42°，B 是 52°，那么 b 是多少？

★ 2.4.3 节

在任意球面三角形中，$\sin(a)/\sin(A)=\sin(b)/\sin(B)=\sin(c)/\sin(C)$

$$\sin(b)=\sin(a)\times\sin(B)/\sin(A)$$
$$b=\arcsin[\sin(a)\times\sin(B)/\sin(A)]$$
$$=\arcsin[0.574\times0.788/0.669]$$
$$=\arcsin[0.676]$$
$$=42.5°$$



问题 101-14：在同一球面三角形中，如果 b 为 37°，c 为 45°，A 是 67°，求 a 是多少？

★ 2.4.3 节

$$\cos(a)=\cos(b)\times\cos(c)+\sin(b)\times\sin(c)\times\cos(A)$$

$$a=\arccos[\cos(b)\times\cos(c)+\sin(b)\times\sin(c)\times\cos(A)]$$

$$=\arccos[0.799\times0.707+0.602\times0.707\times0.391]$$

$$=\arccos[0.731]=43.0^\circ$$

问题 101-15：在同一球面三角形中，如果 A 为 120°，B 为 35°，c 是 50°，求 C 是多少？

★ 2.4.3 节

$$\cos(C)=-\cos(A)\times\cos(B)+\sin(A)\times\sin(B)\times\cos(C)$$

$$C=\arccos[-\cos(A)\times\cos(B)+\sin(A)\times\sin(B)\times\cos(C)]$$

$$=\arccos[0.5\times0.819+0.866\times0.574\times0.643]$$

$$=\arccos[0.729]=43.2^\circ$$

问题 101-16：在一直角球面三角形中，边 C 对着 90°，其他两个边为 a 和 b，A 和 B 是相应边对着的角，如果 a 为 47°，b 是 85°，求 c 是多少？

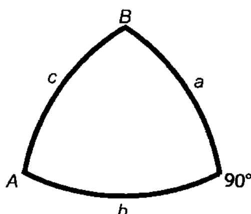
★ 2.4.4 节

$$\cos(C)=\cos(a)\times\cos(b)$$

$$c=\arccos[\cos(a)\times\cos(b)]$$

$$=\arccos[0.682\times0.087]$$

$$=\arccos[0.059]=86.6^\circ$$



问题 101-17：在同一三角形中，如果 A 为 80°，b 是 44°，求 c 是多少？

★ 2.4.4 节

$$\cos(A)=\tan(b)\times\text{ctn}(c)$$

$$\text{ctn}(c)=\cos(A)/\tan(b)$$

注意，ctn＝1/tan，所以，

$$\tan(c)=\tan(b)/\cos(A)$$

$$c=\arctan[\tan(b)/\cos(A)]$$

$$=\arctan[0.966/(0.174)]=\arctan[5.563]=79.8^\circ$$

问题 101-18：雷达告警接收机象限天线的增益随着偏离天线视轴而降低，每偏离一度减少 0.2dB（直到 90°），辐射源相对天线视轴的仰角是 42°，方位角是 65°。相对天线视轴增益，对着辐射源的天线增益是多少？

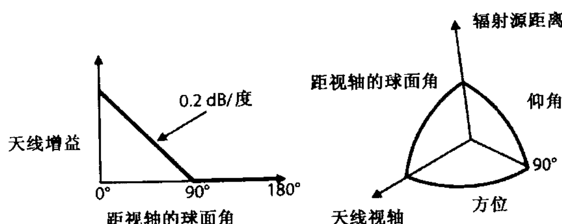
★ 2.5.2 节

首先，使用直角球面三角形的纳皮尔定律，求出距辐射源的视轴的球面角。

球面角 $=\arccos[\cos(Az)\times\cos(El)]$

$= \text{rcos}[0.423\times743]=\arccos[0.314]=71.7^\circ$

偏离视轴所减少的增益为 71.7°×0.2dB/度=14.3dB



问题 101-19：确定一个移动发射机发射到固定接收机的信号中的多普勒频移。发射机位置是北 5km，东 7km，向上 1km。接收机位置是北 25km，东 15km，向上 2km。在 20° 仰角、5° 方位角的情况下，发射机的速度矢量是 150m/s。发射频率是 10GHz。

★ 2.5.2 节

注意，东是正 X 轴方向，北是正 Y 轴方向，而 Z 轴是向上。

$$Az_R = \arctan[(X_R - X_T)/(Y_R - Y_T)]$$
$$= \arctan[(15-7)/(25-5)] = \arctan[0.4] = 21.8^\circ$$
$$El_R = \arctan\{(Z_R - Z_T)/\text{sqrt}[(X_R - X_T)^2 + (Y_R - Y_T)^2]\}$$
$$= \arctan\{(2-1)/\text{sqrt}[(15-7)^2 + (25-5)^2]\}$$
$$= \arctan\{2/21.5\}$$
$$= \arctan\{0.093\}$$
$$= 5.3^\circ$$

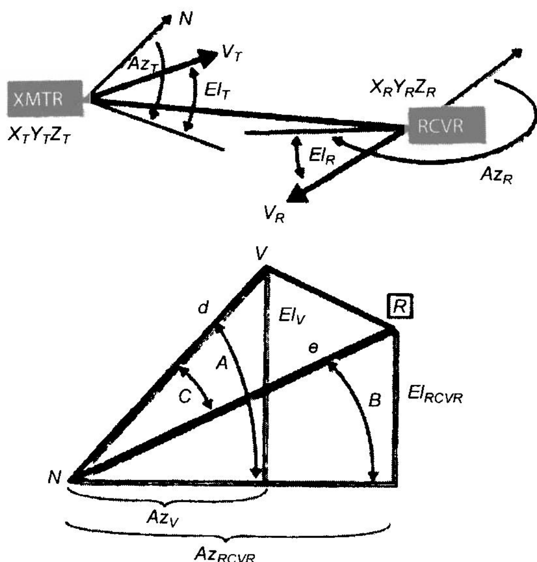
然后，使用图 2.14。

向北的速度矢量的球面角为：

$$\cos(d) = \cos(Az_V) \times \cos(El_V)$$
$$d = \arccos[\cos(Az_V) \times \cos(El_V)] = \arccos[\cos(5^\circ) \times \cos(20^\circ)]$$
$$= \text{arcos}[0.996 \times 0.940] = \text{arcos}[0.936] = 20.6^\circ$$
$$e = \arccos[\cos(Az_R) \times \cos(El_R)] = \arccos[\cos(21.8^\circ) \times \cos(53^\circ)]$$
$$= \arccos[0.925] = 22.4^\circ$$

角 A 和角 B 由下式求出：

$$A = \text{arcctn}[\sin(Az_R)/\tan(El_V)] = \text{arcctn}[\sin(5^\circ)/\tan(20^\circ)]$$
$$= \text{arcctn}[0.087/0.364] = \text{arcctn}[0.239] = \text{arcctn}[1/0.239]$$
$$= \text{arcctn}[4.18] = 76.5^\circ$$



$B=\text{arcctn}[\sin(Az_R)/\tan(El_R)]=\text{arcctn}[\sin(21.8°)/\tan(5.3°)]$

$=\text{arcctn}[0.371/0.0928]=\text{arcctn}[4.0°]=\arctan[0.250]=14.0°$

角 C 为 $A-B=76.5°-14.0°=62.5°$。

然后，求到接收机速度矢量的球面角：

$VR=\arccos[\cos(d)\times\cos(e)+\sin(d)\times\sin(e)\times\cos(C)]$

$=\arccos[\cos(20.6°)\times\cos(22.4°)+\sin(20.6°)\times\sin(22.4°)\times\cos(62.5°)]$

$=\arccos[0.936\times0.925+0.352\times0.381\times0.462]$

$=\arccos[0.928]=21.9°$

在接收机和发射机之间的距离变化率是：

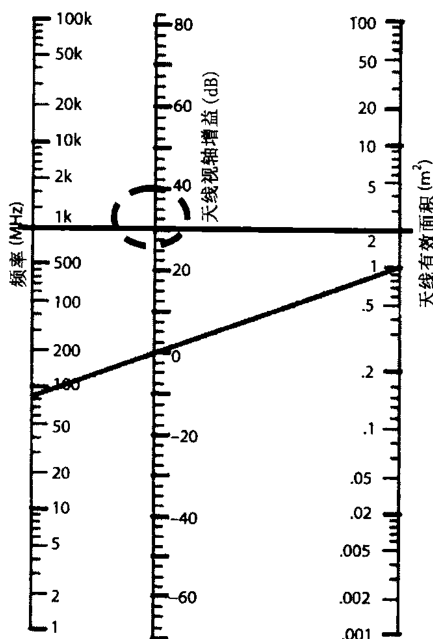
$$V_{REL}=V\cos(VR)=(150\text{m/s})\times0.928=139.2\text{m/s}$$

多普勒频移为：

$$\Delta f=f\times V_{REL}/c=10^{10}\text{Hz}\times139.2\text{m/s}/3\times10^{8}\text{m/s}=4640\text{Hz}$$

问题 101-20：天线的视轴增益在 1GHz 时为 30dB，其有效面积是多少？

★ 3.3.2 节

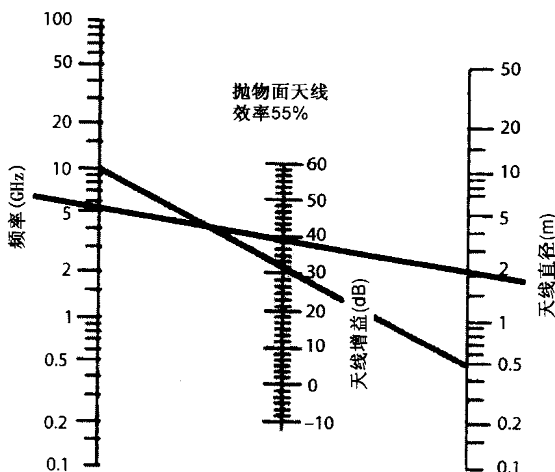


使用图 3.5 进行列线图解。从 1k（1000MHz）通过刻度中间 30dB 画一条线，读出右手边刻度上的有效面积（平方米）为 $2m^2$。

问题 101-21：直径为 2m、效率为 55%的抛物面天线，在 5GHz 工作时的增益是多少？

★ 3.3.3 节

使用图 3.6 进行列线图解。从左边刻度 5GHz 处画一条线到右边的 2m。读出中间刻度上的增益大约为 38dB。



问题 101-22：效率为 55%的抛物面天线，具有 10° 仰角和 25° 方位角的 3dB 波束宽度，其增益是多少？

★ 3.3.4 节

增益（不以 dB 为单位）=29 000/(10×25)=116

增益（以分 dB 单位）=10log(116)=20.6dB

问题 101-23：接收机的带宽为 10MHz，噪声系统是 5dB，所要求的信噪比是 13dB，求其灵敏度是多少？

★ 4.11.2 节

kTB(dBm)= −114+10log(带宽/1NHz)=−114+10log(10)

=−114+10=−104dBm

灵敏度=kTB(dBm)+NF(dB)+SNR(dB)

=−104dBm+5dB+13dB=−86dBm

问题 101-24：如果接收机系统的前置放大器的噪声系数为 3dB，增益为 25dB，求接收机系统的噪声系数？前置放大器前的损耗为 1dB，前置放大器和接收机之间的损耗为 13dB，接收机的噪声系数＝10dB 吗？

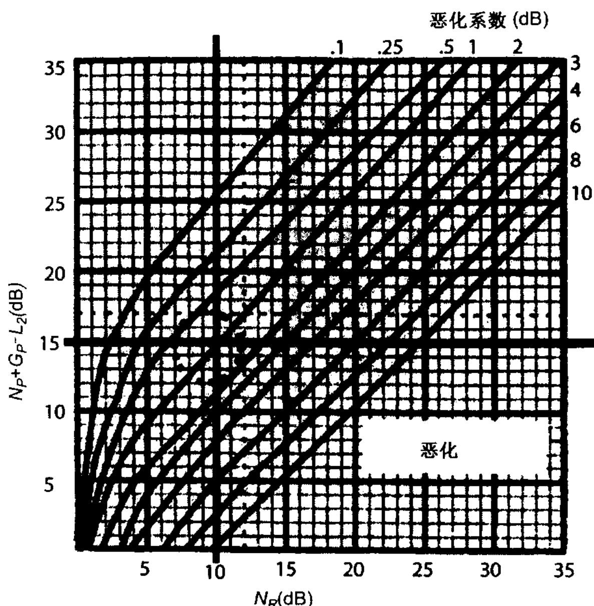
★ 4.11.2.2 节

使用图 4.17 找到纵坐标上的前置放大器增益+前置放大器噪声系数-接收机前的损耗：25+3 -13=15。通过该点画一条水平线。

通过横坐标上接收机噪声系数画一条垂直线。

两条线在表明衰减的线上相交（此例中为 1dB）。

系统噪声系数=前置放大器前的损耗+前置放大器噪声系数＋衰减=1dB+3dB+1dB =5dB



问题 101-25：锁相环鉴频器接收到调频信号，其调制指数为 5，检波前的信噪比是 4dB，所得到鉴频后的信噪比是多少？

★ 4.12 节

FM 信号对一个大于门限的信号的改善因子是：

$$IF_{FM}(\text{dB})=5+20\log(\text{调制指数})=5+20\log(5)=5+14=19$$

检波后的 SNR 为：4dB+19dB=23dB。

问题 101-26：对于每个样本用 5 比特进行数字化的信号，其检

波后的信噪比（实际上是信号-量化比）是多少？

★ 4.13.1 节

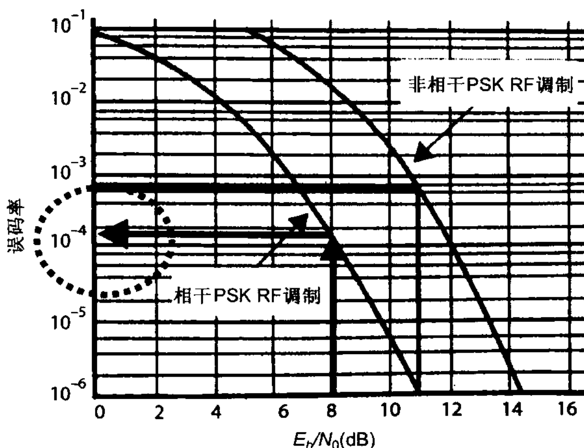
$$\text{SQR(dB)}=5+3(2m-1)$$

$$m=\text{比特/样本}=5$$

$$\text{SQR(dB)}=5+3(9)=32\text{dB}$$

问题 101-27：对于一个 E_b/N_0 为 8dB 的相干相移键控（PSK）调制信号，其误码率是多少？

★ 4.13.2 节



使用图 4.20。请注意图中横坐标应当标注 E_b/N_0（dB）。

从横坐标 8dB 处垂直画一条线到相干 PSK 曲线处，然后向左到纵坐标，读出误码率大约是 1.2×10^{-4}。

问题 101-28：对于一个脉宽为 1μs、PRF 为 1000pps、工作频率为 2～4GHz 的雷达信号，1s 内的截获概率是多少？波束宽度为 5°，圆周扫描周期为 5s。接收机灵敏度足以看见雷达的整个 3dB 波束宽度，接收机的带宽为 10MHz。

★ 6.2 节

所允许的 1s 时间是从第一个脉冲到达接收天线开始，所以我们必须在第一个波束中发现信号。

波束宽度是 5°，威胁天线在 5s 内覆盖 360°，所以波束持续时间为 5s（5/360）s=69.4ms。这意味着我们在波束扫描通过接收机时能接收到 69 个脉冲。

如果我们以最大速率进行步进调谐，我们的带宽必须在 1/带宽或 100ns 内处于一个频率。脉冲为 2μs 宽，所以我们能够在脉冲期间观测 20 次（覆盖 20×10MHz=200MHz）。每个脉冲的截获概率是：

$$200\text{MHz}/2000\text{MHz}=10\%$$

如果对于 69 个脉冲间隔在每个间隔（1ms）步进一个带宽，那么就将覆盖 69×10MHz＝690MHz。60 个脉冲的截获概率为：

$$690\text{MHz}/2000\text{MHz}=34.5\%$$

注意，下面所讲的超出了本书的范围，但它是另外一种解法。如果我们尽可能快地进行扫描，它可得到一个或多个脉冲的概率，考虑我们进行了 69 次尝试。在 69 次中至少成功 1 次的概率是：

$$1（1-p）^{69}$$

其中，p 是一次尝试中的成功概率。由于 $p=10\%$，69 次中成功的概率是 $1-0.9^{69}=0.993$ 或 99.93%。

问题 101-29：如果发射机使用 100m 高的天线，而接收机位于 2000m 高度的飞机上，那么发射机和接收机之间的最大视距是多少？假设地球为真实地球的 4/3。

★ 6.3.2 节

最大视距为：

$$D=4.11\times\left[\sqrt{H_T}+\sqrt{H_R}\right]$$

D 的单位为 km，H 的单位为 m。

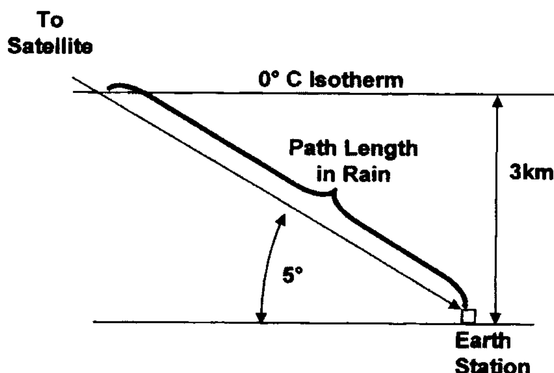
$$=4.11\times(1+44.7)=224.8\text{km}$$

问题 101-30：若干扰机的发射功率是 100W，其天线增益为 10dB，至接收机的距离为 30km，所需信号发射机距接收机 10km，其发射功率为 1W EPR，接收机采用鞭状天线。那么干信比 J/S 为多少？

★ 9.2.3 节

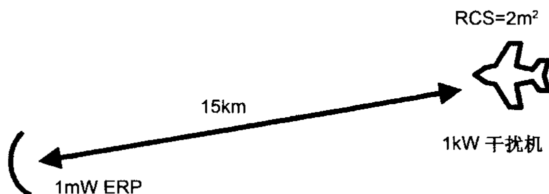
$J/S=P_J=P_T+G_J=G_T=20\log(D_J)+20\log(D_S)+G_{RJ}-G_R$

P_T 和 G_T 的和是发射机的 1W EPR＝30dBm。G_{RJ} 和 G_R 相等，所以这两项相互对消。



$$\begin{aligned}J/S&=P_J+G_J-ERP_T-20\log(D_J)+20\log(D_S)\\&=+50+10-30-20\log(30)+20\log(10)\\&=50+10-30-30+20\\&=20dB\end{aligned}$$

问题 101-31：若一部自卫干扰机的 EPR 是 1kW，与 ERP 为 1MW 的雷达相距 15km，问干信比 J/S 是多少？目标的雷达截面积是 $2m^2$。



★ 9.2.3 节

$J/S=71+P_J-P_T+G_J-G_R+20\log(D_T)-10\log(RCS)$

$P_J+G_J=ERP_J$，$P_T+G_J=ERP_R$，1kW=+60dBm，1MW=+90dBm

所以，

$J/S=71+ERP_J-ERP_R+20\log(D_T)-10\log(RCS)$

$=71+60-90+20\log(15)-10\log(2)=71+60-90+24-3=62dB$

问题 101-32：如果烧穿发生在 0dB J/S，求上述雷达、干扰机和目标的烧穿距离？

★ 9.3.5 节

首先，求 $20\log(D_T)$的 J/S 等式。

$20\log(D_T)=-71+ERP_J+ERP_R+10\log(RCS)+J/S$

$=-71-60+90+2+0=-39$

D_T=antilog[−39/20] =0.0112km=112m

问题 101-33：一部防区外干扰机的发射功率为 2kW，天线增益为 18dB，距离雷达 25km，问获得的 J/S 是多少？雷达有效辐射功率为 1MW，包括 30dBi 的主波束天线增益。防区外干扰机位于 0dBi 的副瓣。目标飞机距离雷达 10km，其 RCS 为 $2m^2$。

★ 9.3.4 节

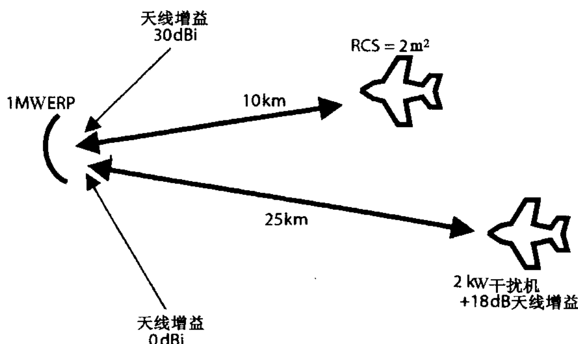
$J/S=71+P_J-P_T+G_J+G_{RJ}-2G_R-20\log(D_J)+40\log(D_T)-10\log(RCS)$

1MW=+90dBm　　2kW=+63dBm

$P_T=ERP_R-G_R=+90dBm-30dB=+60dBm$

$J/S=71+63-60+18+0-2(30)-20\log(25)+40\log(10)-10\log(2)$

$=71+63-60+18+0-60-28+40-3=41dB$



问题 101-34：计算上述雷达、目标和防区外干扰机的烧穿距离。

★ 9.3.4 节

注意，所谓烧穿距离是指从雷达到目标的距离。防区外干扰机处于距离雷达一恒定距离处。所需的 J/S 为 0dB。

用防区外干扰 J/S 等式求出 $40\log(D_T)$的值。

$$40\log(D_T)=-71-P_J+P_T-G_J-G_{RJ}+2G_R+20\log(D_J)+10\log(\text{RCS})+\text{J/S}$$
$$=-71-63+60-18-0$$
$$=-1$$
$$D_T=-\text{antilog}[-1/40]=0.944\text{km}=944\text{m}$$

问题 101-35：如果雷达到目标的距离是 15km，3dB 的波束宽度是 2°，脉冲宽度为 2μs，则雷达分辨单元的直径是多少？

★ 9.9.2 节

单元的深度是：$0.5(c\times\text{PW})=0.5\times3\times10^8\times2\times10^{-6}=300\text{m}$

单元的宽度是：$2R[\sin(\text{BW}/2)]=2\times15\ 000\times\sin(1°)=2\times15\ 000\times0.0175=524\text{m}$

问题 101-36：如果一个有源诱饵以–30dBm 接收到 5GHz 的信号并发射 1kW 的回波信号，其模拟的 RCS 是多少？

★ 10.7.3 节

1kW 为+60dBm。

有效增益是：+60dBm–(–30dBm)=90dB。

$$\text{RCS(dBsm)}=39+G-20\log(F)=39+90-20\log(5000)=39+90-74=55\text{dBsm}$$

$$\text{RCS}(\text{m}^2)=\text{antilog}(55\text{dBsm}/10)=316\ 000\ \text{m}^2$$

第二部分 EW102 中的问题

所有这些问题都源自本书，所列出的章节号也是本书中的章节号，从这些章节可以找到相关的公式及其注释。

问题 102-1：雷达的脉冲重复频率是每秒 5000 个脉冲，求其最

大非模糊距离。

★ 2.5.1 节

PRI=1/PRF=1/5000=200μs

R_{MAX}=0.5×PRI×c=0.5×2×10^{-4}s×3×10^{8}m/s=30 000m=30km

问题 102-2：如果雷达的脉冲宽度为 10μs，求其最小距离。

★ 2.5.1 节

R_{MIN}=0.5PW×c=0.5×10^{-5}s×=1500m=1.5km

问题 102-3：如果雷达的峰值功率为 1kW，占空比为 10%，主波束最大增益为 30dB，工作频率为 5GHz，针对 50km 远的一个 1m^2 的目标，在 5s 的圆周扫描内波束宽度为 2°，计算雷达接收到的信号能量。

★ 3.2 节

平均功率是：100kW×0.1=10kW。

波长（λ）=c/F=3×10^8m/s/5×10^9Hz=0.1m

天线增益（30dB）=1000

位于目标上的时间等于目标位于雷达波束内的时间。

目标位于波束内的时间为：（2°/360°）×5s=27.8ms。

（注意，其中假定目标在雷达波束照射时间内没有发生明显的距离变化。）

$$\mathrm{SE}=\left[P_{\mathrm{AVE}}G^2\sigma\lambda^2T_{\mathrm{OT}}\right]\Big/\left[(4\pi)^3R^4\right]$$

$=[10\text{kW}\times10^6\times1\text{m}^2\times0.01\text{m}^2\times2.7\times10^{-2}\text{s}]/[1.98\times10^3\times6.25\times10^6]$

$=2.7\times10^6/1.23\times10^{10}=2.2\times10^{-4}\text{W}\cdot\text{s}$

问题 102-4：使用 dB 形式表示的公式，计算进入到上述雷达接收机中的功率。

★ 3.2 节

峰值功率为：1kW＝+60dBm。

P_R=−103+P_T+2G−20log(F) −40log$_{10}$(d)+log$_{10}$(σ)

$=-103+80+60-20\log(5000)-40\log(50)+10\log(1)$

$=-103+80+60-74-68+0=-105$dBm

问题 102-5：针对问题 102-3 中所描述的雷达，计算离开目标的功率与到达目标的功率之比。

★ 3.2.1 节

离开目标的功率/到达目标的功率实际上就是增益（G）

$G=-39+20\log(F)+10\log(\text{RCS})=-39+20\log(5000)+10\log(1)$

$=-39+74+0=35$dB

注意，到达和离开的信号强度都归一化处理为目标表面理想的各向同性天线——信号通过目标的反射实际上并没有变得更大。

问题 102-6：对问题 102-3 中所描述的雷达和目标，求其探测距离。假设雷达接收机的灵敏度（包括处理增益）是−100dBm。

★ 3.2.2 节

设定接收到的功率等于灵敏度并求解 $40\log(d)$。

$40\log(d)=-103+P_T+2G-20\log(F)+10\log(\sigma)-\text{Sens}$

$=-103+80+60-74+0-(-100)=63$

$d=10[40\log(d)/40]=\text{antilog}(63/40)=\text{antilog}(1.575)=37.6\text{km}$

问题 102-7：一部 RWR 带宽为 20MHz，噪声系数为 10dB，所需的信噪比为 13dB，计算其灵敏度。

★ 3.3.1 节

kTB=−114+10log(20MHz/1MHz)=−114+13=−101

灵敏度=kTB+噪声系数+信噪比=−101+10+13=−78dBm

问题 102-8：如果 RWR 的灵敏度为−45dBm，天线增益为−3dBi，求其能够探测到问题 102-3 中所描述的雷达（主波束的最大值）的距离。

★ 3.3.3 节

$$20\log(d)=P_T+G_M-32-20\log(F)+G_R-\text{Sens}$$

$$=80+30-32-74+3-(-45)$$

$$=52$$

$$d=10^{[20\log(d)]/20}=\text{antilog}(52/20)=\text{antilog}(2.6)=398\text{km}$$

问题 102-9：一部 EINT 接收机具有−10dBi 的天线，10MHz 带宽和 3dB 的噪声系数，以及 13dB 所需求的 SNR，问其能探测到问题 102-3 中雷达 0dB 副瓣的距离？

★ 3.3.3 节

kTB=−114+10log(10) −104

Sens=kTB + NF + SNR = −104+3+13=−88 dBm

$20\log(d)=P_T+G_{SL}-32-20\log(F)+G_R-Sens$

$=80+0-32-74-10-(-88)=52$

$d=10^{[20\log(d)]/20}=\text{antilog}(52/20)=\text{antilog}(2.6)=398\text{km}$

问题 102-10：如果目标以 200m/s 的速度接近一部固定雷达，求该雷达观测到的多普勒频移？

★ 3.6.1 节

$$\Delta F=2(V/c)F=2(200/3\times10^8)\ 10^{10}=13.33\text{kHz}$$

问题 102-11：如果仰角为 35°，电离层高度是 100km，计算从一个单站定位系统到一目标辐射源的地球表面距离。

★ 5.2.4 节

35° =0.6109rad

地球半径是 6271km。

$d=2R[\pi/2-B_R-\sin^{-1}(R\cos B_R/\{R+H\})]$

$=26(6271)[\pi/2-0.6109-\arcsin[6271\cos(35°)/(6271+100)]$

$=12\ 542(0.9599-\arcsin[0.8063]=12542[0.9599-0.9379]=276\text{km}$

问题 102-12：对于一个 15km 处的 2GHz 信号，计算其视线扩展损耗。

★ 5.3.2 节

$L_s=32+20\ \log(F)+20\ \log(d)$

$=32+20\log(2000)+20\log(15)$

$=32+66+24=122\text{dB}$

问题 102-13：对一个由 2m 高天线发射、200m 高天线接收的

120MHz 信号，计算其菲涅尔区距离。

★ 5.3.3 节

$$FZ(km)=(h_t \times h_r \times F)/24\ 000$$
$$=(2\times200\times120)/24\ 000$$
$$=48\ 000/24\ 000=2km$$

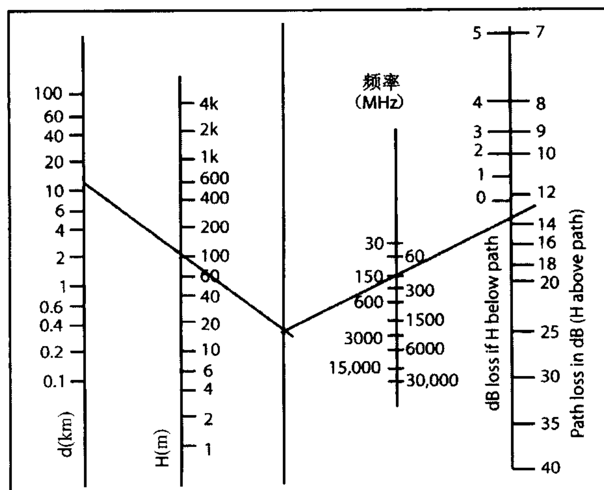
问题 102-14：针对问题 102-13 中的信号，如果路径长度是 15km，计算其扩展损耗。

★ 5.3.3 节

路径比菲涅尔区距离长，所以适合采用双线传播模型。

$$L_s=120+40\log(d)-20\log(h_T)-20\log(h_R)$$
$$=120+47-6-46$$
$$=115dB$$

问题 102-15：对一个从刀刃 10km 发射并从刀刃 50km 处接收的 150MHz 信号，求其峰脊衍射损耗。刀刃比发射机和接收机之间的视线高 100m。



★ 5.3.4 节

使用图 5.9 用列线图解法计算损耗。

首先，计算归一化的距离 d。

$d = [\mathrm{sqrt}(2)/(1+d_1/d_2)]d_1$

$=1.414/(1+10/50)\times 10\mathrm{km}$

$=[1.414/12]\times 10\mathrm{km}=11.8\mathrm{km}$

通过列线图解，额外的峰脊衍射损耗（在视线损耗之上）为 13.5dB。

问题 102-16：求一个各向同性（0dB 增益）天线在 250MHz 时的有效面积。

★ 5.4 节

$A(\mathrm{dBsm})=39+G-20\log(F)=39+0+20\log(250)$

$=39+0-48=-9\mathrm{dBsm}$

面积$(\mathrm{m}^2)=\mathrm{antilog}(-9/10)=0.13\mathrm{m}^2$

问题 102-17：如果一部接收机在 500MHz 时为 15μV/m，其灵敏度是多少 dBm？

★ 5.4 节

$P=-77+20\log(E)-20\log(F)=-77+20\log(15)-20\log(500)$

$=-77+24-54=-107\mathrm{dBM}$

问题 102-18：如果接收机在 150MHz 时是−100dBm，其灵敏度是多少μV/m？

★ 5.4 节

$E=\mathrm{antilog}\{[P+77+20\log(F)]/20\}$

$=\mathrm{antilog}\{[-100+77+20\log(150)]/20\}$

$=\mathrm{antilog}\{1.05\}=11.2\mu\mathrm{V/m}$

问题 102-19：对于一个用 8 比特量化的信号，其信号与量化噪声比是多少？

★ 5.6.2 节

$\mathrm{SNR(dB)}=5+3(2m-1)=5+3(15)=50\mathrm{dB}$

问题 102-20：8 比特数字转换器所能获得的动态范围(DR)是多少？

★ 5.6.2 节

DR=20log(2^m)=20log(256)=48dB

问题 102-21：一个信号如果检波前信噪比是 22dB，比特率为 10 000 比特/秒，带宽为 20kHz，计算其 E_b/N_0。

★ 5.6.6 节

E_b/N_0(dB)=RF SNR+10log(带宽/比特率)=22dBlog(20k/10k)

=22+3=25dB

问题 102-22: 干扰机的 ERP 为 1kW，距离一个带 360° 天线的接收机 50km，如果发射机 ERP 为 10W，距离 10km 远，求 J/S 是多少？发射机、干扰机和接收机都处于微波频段，而且都远离地球。

★ 5.8.1 节

接收天线的增益对干扰机与对发射机是相同的，所以两个增益项抵消。

1kW 是+60dBm，1W 是+30dBm。

$J/S=ERP_J-ERP_S+20\log(d_S)-20\log(d_J)+G_{RJ}-G_R$

$=ERP_J-ERP_S+20\log(d_S)-20\log(d_J)$

$=60-30+20\log(10)-20\log(50)$

$=60-30+20-34=16dB$

问题 102-23: 一部 10W ERP、150MHz 的发射机和一部接收机都位于 2m 有效天线高度，相隔 10m；发射和接收天线都覆盖 360° 。一部 1kW ERP 干扰机位于 200m 有效天线高度，距离接收机 50km 远。求获得的 J/S 是多少？

★ 5.8.2 节

首先必须计算对发射机和接收机链路的菲涅尔区距离。

FZ(km)=(h_T×H_R×F)/24 000

对发射机，FZ=(2×2×150)/24 000=250m

对干扰机，FZ=(200×2×150)/24 000=2.5km

两个长度都需要采用双线传播模型。

$J/S = ERP_J - ERP_S + 40\log(d_S) - 40\log(d_J) + 20\log(h_J) - 20\log(h_S) + G_{RJ} - G_R$

由于接收天线对发射机和干扰机的增益相同，这两项增益抵消。

10W=+40dBm　　　　　　1kW=+60dBm

$J/S = ERP_J - ERP_S + 40\log(d_S) - 40\log(d_J) + 20\log(h_J) - 20\log(h_S)$

$= 60 - 40 + 40\log(10) - 40\log(50) + 20\log(200) - 20\log(2)$

$= 60 - 40 + 40 - 68 + 46 - 6$

$= 32\text{dB}$

问题 102-24：直接序列扩谱信号的芯片率（chip rate）为 1Mbps，比特率为 1Kbps，系统损耗为 0dB，所需的输出 SNR 为 15dB，求其干扰余量是多少？

★ 5.9 节

用于扩谱的码就是芯片率，它是比特率的 1000 倍，所以处理增益是 30dB。干扰余量即为：

$M_J = G_P - L_{SYS} - SNR_{OUT}$

$= 30\text{dB} - 0\text{dB} - 15\text{dB} = 15\text{dB}$

问题 102-25：一部跳频发射机以 10W 的功率通过 2m 高的 2dB 天线发射。具有 2dB 鞭状天线的同步接收机距离 7km 远（2m 高）。跳频信道 25kHz 宽，跳频范围 58MHz。一部可变带宽的 2kW 噪声干扰机从 20km 远通过 30m 高的 12dB 对数周期天线对着接收机发射。适合采用双线传播模型。问什么样的干扰带宽能提供最佳的干扰，被干扰的接收信道有多少？

★ 5.9.1 节

$ERP_J = +63 + 12 = +75\text{dBm}$　　　　$ERP_S = +40 + 2 = +42\text{dBm}$

从发射机接收到的功率为：

$P_R = ERP_S - [120 + 40\log(d) - 20\log(h_T) - 20\log(h_R)] + G_R$

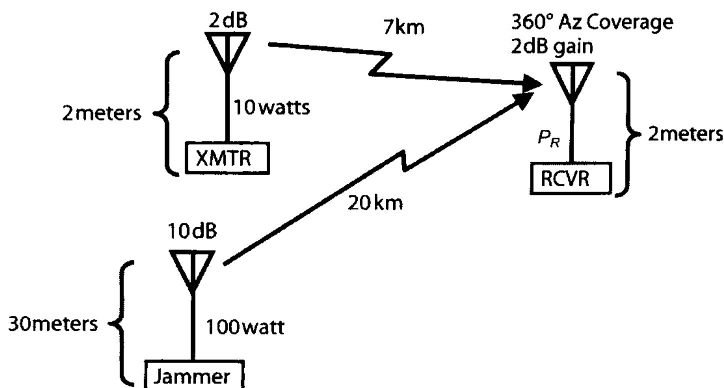
$= ERP_S - 120 - 40\log(d) + 20\log(h_T) + 20\log(h_R)] + G_R$

$= 42 - 120 - 40 + 6 + 5 + 2 = -104\text{dBm}$

由于跳频器是数字信号，最佳的 J/S=0dB，所以干扰机应该向它干扰的每个信道置入−104dBm。

在 25kHz 信道内覆盖 58MHz，所以存在 2 320 个跳频信道。

进入接收机的总干扰功率是：



$$P_{RJ}=\text{ERP}_\text{J}-[120+40\log(d_J)-20\log(h_J)-20\log(h_R)]+G_{RJ}$$
$$=75-120-40\log(50)+20\log(30)+20\log(2)+2$$
$$=75-120-68+30+6+2=-75\text{dBm}$$

J/S 是−75−(−104)=29dB。

29dB 是 antilog(29/10)=794 的因数。

干扰带宽将是 794×25kHz＝19.85MHz。

如果干扰噪声在 794 个信道中扩展，当跳频信号刚好跳到那个信道时，每个信道将具备 0dB J/S。

被干扰的信道比是 794/2320=34.2%。由于对数字信号而言，33%的干扰占空比就足够，所以该干扰机有效。

注意，你可能也会使用下列公式直接确定 J/S，然后在足够的信道中扩频，以在每个被干扰信道中降低 29dB。

$$J/S=\text{ERP}_\text{J}-\text{ERP}_\text{S}+40\log(d_S)-40\log(d_J)+20\log(h_J)-20\log(h_S)$$

问题 102-26：如果测量是在整个频率范围内以随机分布频率、在整个 360° 内以随机方位角进行的，求下列数据集的 RMS 误差、标准

偏差和平均误差。所有数据点是从真实的到达角获得的测量误差角度。

1.1, −2.0, +0.5， +0.7, −3.3, −0.2, +1.2,+8, −0.1,+1.7

★ 6.4.1 节

首先，通过对误差值取平均求出平均误差：

平均误差=误差之和/10=7.6/10=+0.76°

然后对每个误差值平方，取平均，然后求平均值的平方根。

1.21, 4, 0.25, 0.49, 10.89, 0.04, 1.44, 64, 0.01, 2.89

和是 85.22。误差平方的平均值是 8.522。均方根误差是 2.92° 。

标准偏差（如果平均误差从每个测量误差中减去，则是 RMS）从下式得出：

$$\sigma=\text{sqrt}[\text{RMS}^2-\text{mean}^2]=\text{sqrt}[2.92^2-0.76^2]=\text{sqrt}[7.95]=2.81^\circ$$

问题 102-27：如果卫星在水平面上 5°，信号为 5GHz，计算静止卫星和地面站之间的发散损耗。

★ 7.4.1 节

从卫星到上述地面站的路径长是 41 408km。

$$L_S=32+20\log F+20\log d=32+20\log(5000)+20\log(41\ 408)$$
$$=32+74+92=198\text{dB}$$

问题 102-28：从地面站观察卫星在水平面上 5° 处，计算从卫星和地面站之间 15GHz 链路的大气损耗。

★ 7.4.1 节

使用图 7.9，从横坐标 15 000MHz 处垂直画一条线与 5° 仰角曲线相交，然后向纵坐标水平画一条线，读出该链路的总的大气损耗：

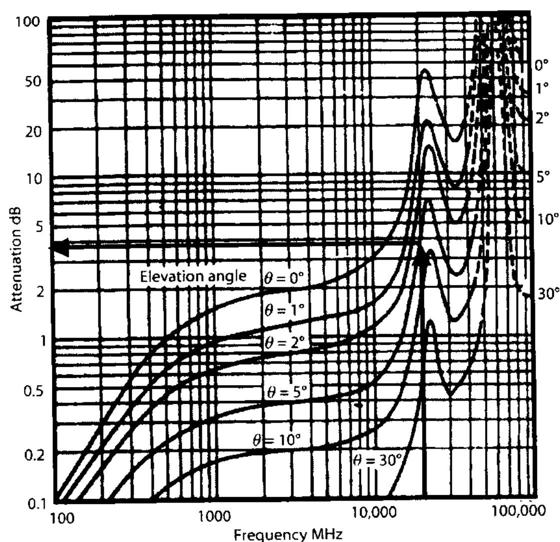
3.5dB

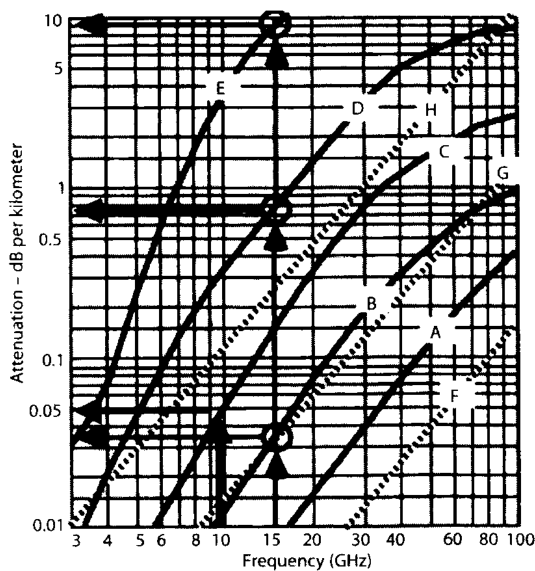
问题 102-29：10GHz 的地面链路在中雨中通过 25km，求其雨损耗。

★ 7.6 节

使用表 7.4，确定在图 7.8 中要使用的正确曲线（曲线 C）。然后从图 7.8 的横坐标 10GHz 处垂直画一条线到线 C。然后水平画一条线到纵坐标，读出每千米的雨损耗。

该链路的雨损耗就是 0.05dB/km×25km=1.25dB


100
50
20
10
5
2
1
0.5
0.2
0.1
Attenuation dB
100
1000
10,000
100,000
Frequency MHz
Elevation angle
θ = 0°
θ = 1°
θ = 2°
θ = 5°
θ = 10°
θ = 30°
0°
1°
2°
5°
10°
30°


10
5
1
0.5
0.1
0.05
0.01
Attenuation - dB per kilometer
3 4 5 6 8 10 15 20 30 40 60 80 100
Frequency (GHz)
E
D
H
C
G
B
A
F

问题 102-30：10GHz 的卫星到地面站链路（仰角为 5°）通过中雨，求其雨损耗。0° 等温线高度是 3km。

★ 7.3.3 节

穿过降雨的路径是从 0° 等温线到地面站，长度为：

$d_R=H_{0\mathrm{deg}}/\sin E_1$=3km/sin(5°)=3km/0.0872=34.4km

从问题 102-29 得知，每千米的雨损耗是 0.05dB。

雨损耗就是：0.05dB/km×34.4km=1.7dB。

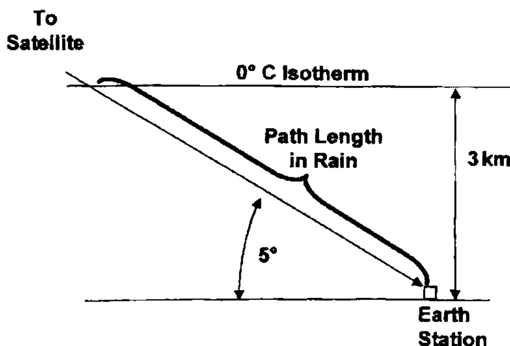
问题 102-31：如果接收系统天线仰角为 30°，工作频率为 10GHz，线路损耗为 6dB，接收机噪声系数为 2dB，外界温度是 290K。求地面站系统噪声温度。

★ 7.2 节

从图 7.2 确定天线温度。从横坐标 10GHz 垂直画一条线到 30° 仰角曲线，然后向左到纵坐标，读出天线温度（8K）。

线路温度：$T_{\mathrm{LINE}}=[10^{(L/10)}-1]T_M=[10^{6/10}-1]290\mathrm{K}$

=[antilog(6/10° 1)]×290K=[4−1]×290K=870K



接收机噪声温度是：

$T_R=[10^{(\mathrm{NF}/10)}-1]$=290[antilog(NF/10) −1]=290[antilog(2/10−1)]

=290[1.58−1]=170K

$T_S=T_{\mathrm{ANT}}+T_{\mathrm{LINE}}+T_{\mathrm{RX}}$=8K+870K+170K=1048K

问题 102-32：如果上行链路 EIRP=55dBW，链路损耗（扩散损耗+大气损耗+降雨损耗）是 200dB，接收天线增益是 45dB，卫星链路接收机的系统噪声温度是 900K，计算卫星中的 C/T。

★ 7.5.1 节

为求 C/T，将天线增益转换为非增益的形式，然后除以系统温度，在转换回 dB。

45dB 是 antilog(45/10)＝31 622。

G/T_S=31 622/900=35.1，即 15.5dBi/K。

$C/T=EIRP-L+G/T_s$=55dBW−200dB+15.5dBi/K

=55−200+15.5=−129.5dBW/K

问题 102-33：如果下行链路 EIRP 为 60dBW，链路损耗是 204dB，地面站接收天线增益是 30dB，地面站的系统噪声温度是 600K，计算地面站的 C/T。

★ 7.5.1 节

G/T_S=antilog(30/10)/600=1.7dBi/K

$C/T=EIRP-L+G/T_S$=50dBW−204dB+1.7=−142dBW/K

问题 102-34：如果数据传输的带宽是 5MHz，上行链路和下行链路（问题 102-32 和问题 102-33）的综合信噪比是多少？

★ 7.5.1 节

综合 C/T 的倒数就是上行链路和下行链路 C/T 值倒数的和，但在这两个值相加之前必须转换回线性形式。

$C/T_{上行}=-140\text{dBW/K}=\text{antilog}(-130/10)=1\times10^{-13}$

$C/T_{下行}=-91\text{dBW/K}=\text{antilog}(-142/10)=6.3\times10^{-15}$

$1/C/T_{综合}=1/C/T_{上行}+1/C/T_{下行}=10^{13}+1.6\times10^{14}=1.685\times10^{14}$

$C/T_{综合}=5.9\times10^{-15}=-142.2\text{dBW/K}$

C/kT= C/T−kT=−142.2+228.6=86.4dBHz

$C/N= C/kT-10\log(BW)=86.4-10\log(5\times10^6)=86.4-67=19.4\text{dB}$

（BW 的单位要求是 Hz）

附录B Cross-References to EW 101 Columns in the Journal of Electronic Defense

EW 101

Chapter 1: Introduction
No columns included.

Chapter 2: Basic Mathematical Concepts
July and September 1995 and March and April 2000 columns.

Chapter 3: Antennas
September, October, November, and December 1997 columns.

Chapter 4: Receivers
August, October, and December 1995 and January and April 1996 columns.

Chapter 5: EW Processing
October, November, and December 1998 and January, Feburary, and March 1999 columns.

Chapter 6: Search
January, February, March, April, and part of May 1998 columns.

Chapter 7: LPI Signals
Part of May 1998 column and June, July, August, and September 1998 columns.

Chapter 8: Emitter Location
October 1994 and January, February, March, April, May, and June 1995 columns.

Chapter 9: Jamming
May, June, July, August, November, and December 1996 and January, February, March, and April 1997 columns.

Chapter 10: Decoys
May, June, July, and August 1997 columns.

Chapter 11: Simulation
April, May, June, July, August, September, October, November, and December 1999 and January and February 2000 columns.

EW 102

Chapter 1: Introduction
No columns included.

Chapter 2: Threats
October, November, and December 2001 and January and February 2002 columns.

Chapter 3: Radar Characteristics
May, June, July, August, September, October, November, and December 2000 and January and February 2001 columns.

Chapter 4: Infrared and Electro-Optical Considerations in Electronic Warfare
March, April, May, June, July, August, and September 2001 columns.

Chapter 5: EW Against Communications Signals
June, July, August, September, October, November, and December 2003 and January, February, March, and April 2004 columns.

Chapter 6: Accuracy of Emitter Location Systems
September, October, November, and December 2002 and January, February, March, April, and May 2003 columns.

Chapter 7: Communication Satellite Links
March, April, May, June, and July 2002 columns.

附录 C Selected Bibliography

This is a list of some books on electronic warfare and related fields that you might find useful additions to your library. All of these books are on my bookshelf and most of them are used quite frequently—usually to find some particular gem of information.

Adamy, D., *EW 101*, Norwood, MA: Artech House, 2001, ISBN 1-58053-169-5.

Covers the RF aspects of the electronic warfare field using little math. Based on the *EW 101* columns in the *Journal of Electronic Defense.*

Adamy, D., *Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation*, Norwood, MA: Artech House, 2003, ISBN 1-58053-495-3.

Broad introduction to EW modeling and simulation. Covers terms, concepts, and applications. Includes an introduction to EW sufficient to support the primary material.

Adamy, D., *Practical Communication Theory*, Atwater, CA: Lynx Publishing, 1994, ISBN 1-8885897-04-9.

Describes the one-way communication link and gives simple decibel formulas for working practical intercept problems.

Boyd, J., et al., (eds.), *Electronic Countermeasures*, Palo Alto, CA: Peninsula Publishing, 1961, ISBN 0-932146-00-7.

A compilation of in-depth technical papers on all aspects of EW by recognized experts. Originally a secret textbook prepared under a U.S. Army Signal Corps contract. Declassified in 1973.

Dillard, R., and G. Dillard, *Detectability of Spread Spectrum Signals*, Norwood, MA: Artech House, 1989, ISBN 0-89006-299-4.

Thorough coverage of energy detection approaches to the detection of spread spectrum signals.

Dixon, R., *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, New York: John Wiley & Sons, 1994, ISBN 0-471-59342-7.

Overviews and mathematical characterizations of spread spectrum signals.

Fahlstron, P., and T. Gleason, *Introduction to UAV Systems*, Columbia, MD: UAV Systems, Inc., 1998, ISBN 995144328.

A very readable coverage of UAV systems: airframe, propulsion, guidance, mission planning, payloads, and data links.

Frater, M., and M. Ryan, *Electronic Warfare for the Digitized Battlefield*, Norwood, MA: Artech House, 2001, ISBN 1-58053-271-3.

Operational focus on the modern electronic battlefield and the appropriate EW techniques. Operational-level descriptions of important new communications EP.

Gibson, J., (ed.), *The Communications Handbook*, Boca Raton, FL: CRC Press, 1977, ISBN 0-8493-8349-8.

Papers on a wide range of communication subjects, including a thorough coverage of propagation models.

Hoisington, D., *Electronic Warfare*, Atwater, CA: Lynx Publishing, 1994, ISBN 1-885897-10-3.

A two-volume text on the whole electronic warfare field using very little math.

Knott, E., J. Shaeffer, and M. Tuley, *Radar Cross Section*, Norwood, MA: Artech House, 1993, ISBN 0-89006-618-3.

Thorough description of radar cross section. Includes the way RCS is modeled and its impact on radar and EW system operation.

Lothes, R., M. Szymanski, and R. Wiley, *Radar Vulnerability to Jamming*, Norwood, MA: Artech House, 1990, ISBN 0-89006-388-5.

Description of important ECM techniques and mathematical description of their effect on radar performance.

Neri, F., *Introduction to Electronic Defense Systems,* Norwood, MA: Artech House, 1991, ISBN 0-89006-553-5.

Nonmathematical coverage of whole EW field. Thorough functional description of threat transmitters.

Pace, P., *Advanced Techniques for Digital Receivers,* Norwood, MA: Artech House, 2000, ISBN 1-58053-053-2.

Graduate-level coverage of digital signals and receivers—design and performance analysis.

Poisel, R., *Introduction to Communication Electronic Warfare Systems,* Norwood, MA: Artech House, 2002, ISBN 1-58053-344-2.

Comprehensive coverage of communication signals and propagation as well as the principles and practice of EW against those signals.

Schleher, D. C., *Electronic Warfare in the Inforamtion Age,* Norwood, MA: Artech House, 1999, ISBN 0-89006-526-8.

Covers the electronic warfare field using both physical and mathematical characterizations. Includes many examples worked in MATLAB 5.1.

Simon, M., et al., (eds.), *Spread Spectrum Communication Handbook,* New York: McGraw-Hill, 1994, ISBN 0-07-057629-7.

Compilation of authoritative papers on spread spectrum communication by experts in the field.

Skolnik, M., *Introduction to Radar Systems,* New York: McGraw-Hill, 2001, ISBN 0072881380.

The authoritative book describing various types of radars and their performance.

Stimson, G., *Introduction to Airborne Radar,* Mendham, NJ: SciTech Publishing, 1998, ISBN 1-901121-01-4.

An extremely gentle yet thorough coverage of radar (not just airborne radar) for those who don't understand (or don't remember) anything about radar.

Vakin, S., L. Shustov, and R. Dunwell, *Fundamentals of Electronic Warfare,* Norwood, MA: Artech House, 2001, ISBN 1-58053-052-4.

Mathematical characterization of EW activities, including thorough coverage of chaff and decoys.

Van Brunt, L., *Applied ECM,* Dunn Loring, VA: EW Engineering, Inc., 1982, ISBN 0-931728-05-3.

A complete and rigorous coverage of electronic countermeasures in three volumes. Available only from the publisher (EW Engineering, Inc., P.O. Box 28, Dunn Loring, VA 22027).

Waltz, E., *Information Warfare Principles and Operation,* Norwood, MA: Artech House, 1998, ISBN 0-89006-511-x.

Comprehensive (nonmathematical) coverage of terms, concepts, and practice of information warfare.

Wiley, R., *Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals,* Dedham, MA: Artech House, 1985, ISBN 0-89006-138-6.

Thorough coverage of the qualitative and quantitative performance of receiving and emitter location systems against a wide range of radar signals.

Wolfe, W., and G. Zissis, (eds.), *The Infrared Handbook,* Washington, D.C.: Office of Naval Research, 1985, ISBN 0-9603590-1-x.

IR theory and practice with lots of tables and graphs characterizing transmission phenomena.